radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Einfache Vorrichtung zum Ätzen von Leiterplatten

PREIS 2,00 MDN · 13. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

NOVEMBER 1964 **21**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28-31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,–MDN

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

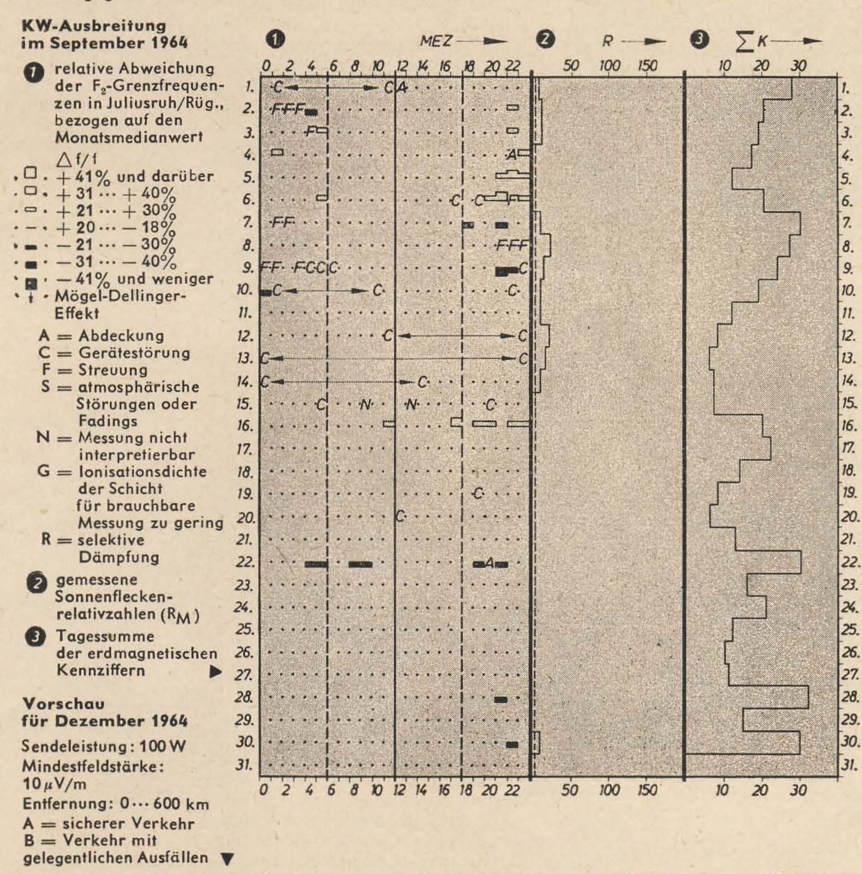
CONTENTS

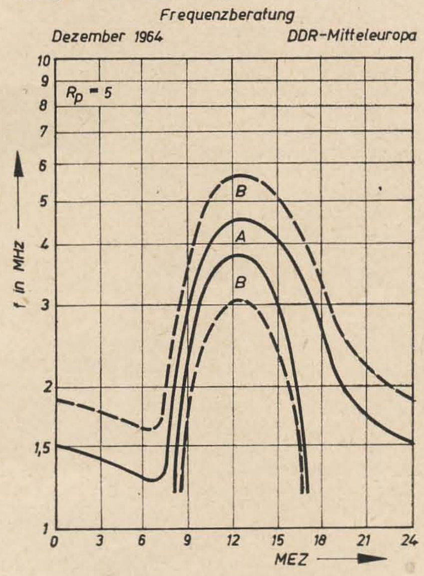
Titelbild:

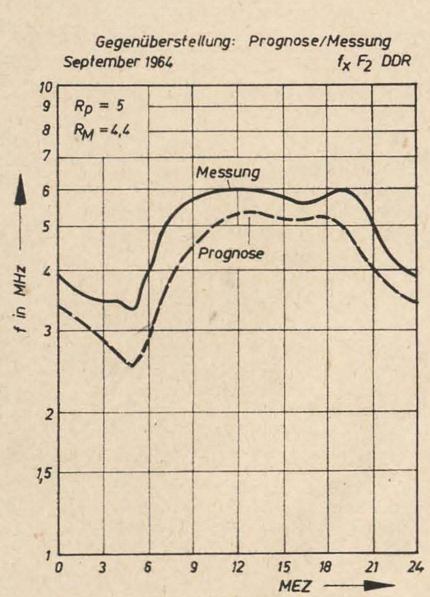
Dekadenzähl-, Anzeige- und Schaltröhren aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin, für den Aufbau moderner Meß- und Zähleinrichtungen. [Näheres siehe Röhreninformation S. 655/656 und im Heft 20 (1964) S. 623/624.]

Die KW-Ausbreitung im Sept. 1964 und Vorschau für Dez. 1964

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin







Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Ein Transistor-Fernsteuergerät für 27,12 MHz
- Sind unsere TV-Geräte servicefreundlich?
- Transistorschaltungen mit großem Eingangswiderstand
- Thyristoren und Schaltungsanwendungen
- VI. Internationale Messe in Brno
- Prüfung der Zuverlässigkeit von Transistoren



▼ **Am 16. und 17. Dezember 1964** soll nun die in unserem Heft 18 (1964) S. 544 angekündigte Fachtagung der KDT „Elektroakustik" stattfinden.

▼ **Vor Fachleuten verschiedener Ministerien und Ingenieuren in Moskau** hat der Leiter der Fernsehgrundlagenentwicklung der Telefunken AG, Dipl.-Ing. Walter Bruch, in der sowjetischen Hauptstadt das von ihm entwickelte Farbfernsehverfahren PAL interpretiert.

▼ Die Sowchose „Jushnij" auf der Krim besitzt ein Konstruktionsbüro, in dem an einer **elektronisch programmgesteuerten Bedienungseinrichtung für Legehühner** gearbeitet wird. Nach der Fertigstellung wird es möglich sein, daß nur eine Arbeitskraft 100 000 Hühner versorgen wird.

▼ **Um mehr als die Hälfte reduziert** wurden nach einer Mitteilung aus dem VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik in Teltow die durch Widerstände verursachten Ausfälle von Fernsehgeräten in der Garantiezeit durch den Einsatz der nach neuer Technologie hergestellten Widerstände.

▼ Der VEB WBN Teltow beabsichtigt, ständig **Kundendienstmitteilungen** zur Information seiner Kunden herauszugeben. Eine erste Mitteilung (Sonderdruck Ausgabe Mai 1964) war an alle Fernsehwerkstätten über den VEB Garantie- und Reparaturdienst in Leipzig verteilt worden.

▼ **Ein Taschentonbandgerät,** genannt „Notizbuch", wurde in der Sowjetunion entwickelt. Es wiegt 630 p und hat die Abmessungen 145 × 82 × 37 mm. Als Mikrofon dient ein gewöhnlicher hochohmiger Kopfhörer, der auch für die Tonwiedergabe verwendet wird. Die Spurumschaltung erfolgt automatisch. Die Spieldauer einer Spur beträgt 15 Minuten, somit sichern die vier Spuren einer Spule die Gesamtspieldauer von einer Stunde. Der Frequenzbereich beträgt 200 bis 3500 Hz. (APN)

▼ **Einen Metallbasistransistor,** der beim gegenwärtigen Entwicklungsstand bis zu Frequenzen von 10 GHz verwendbar ist, hat die Sprague Electric Co. (USA) entwickelt. Er besteht aus zwei Silizium-Einkristallscheiben, zwischen denen sich eine etwa 100 Angström starke Metallschicht befindet.

▼ **Bei Beleuchtung mit Laserlicht** sollen sich außergewöhnlich deutliche und klare Fernsehbilder gewinnen lassen, berichtete die britische Zeitschrift „Science News Letters". Dazu wird das Laserlichtbündel zeilenweise auf den Schauplatz der Handlung oder auf das zu übertragende Bild gerichtet, reflektiert und von einem Fotovervielfacher wieder aufgenommen. Auf einem Oszilloskop wird das Bild anschließend reproduziert. Die amerikanische Firma „General Precision Laboratory", soll eine entsprechende „Laser-Fernsehkamera" entwickelt haben, die bereits bei kosmischen Forschungen und zum Fotografieren in der Dunkelheit eingesetzt worden sein soll.

▼ **Ein Super-Miniaturfernsehgerät** bringt die japanische Firma Mitsubishi heraus. Der Empfänger soll auch für Farbwiedergabe geeignet sein; sein Bildschirm soll eine Diagonale von etwa 15 cm haben.

Sowjetisches Drei-Mann-Raumschiff

Am 12. Oktober 1964 startete das mehrsitzige lenkbare Raumschiff „Wos-chod" in der UdSSR. An Bord befanden sich drei Kosmonauten: der Kommandant des Raumschiffes, Wladimir Komarow, der Wissenschaftler Konstantin Feoktistow und der Arzt Boris Jegorow. Die Umlaufzeit des Raumschiffes um die Erde betrug 90,1 Minuten, das Perigäum 178 km und das Apogäum 409 km und der Neigungswinkel der Flugbahnebene zur Äquatorebene etwa 65°. Die Aufgaben des Raumschiffes, die voll erfüllt wurden, waren: Erprobung eines neuen mehrsitzigen Raumschiffes; Erforschung der Arbeitsfähigkeit und des Zusammenwirkens einer Kosmonautengruppe, die aus Fachleuten der verschiedenen Bereiche der Wissenschaft und Technik besteht, während des Fluges; wissenschaftliche physikalisch-technische Forschungen während des Raumfluges; weiteres Studium des Einflusses verschiedener Raumflugfaktoren auf den menschlichen Organismus; erweiterte medizinisch-biologische Forschungen bei längerem Flug. Mit dem Raumschiff bestand eine zweiseitige Funkverbindung. Die Mitteilungen von Bord der „Woschod" wurden auf den Frequenzen 143,625 MHz, 12,356 MHz und 18,035 MHz übermittelt, ferner befand sich an Bord auch eine Sendeanlage „Signal", die auf der Frequenz 19,9944 arbeitete. Nachdem das Raumschiff in 24 Stunden die Erde 16mal umkreist hatte, landete es in der 17. Runde wohlbehalten am vorherbestimmten Ort in der Sowjetunion, im Norden der Neulandregion.

Ein neuer Schalter

Auf einer Konferenz der sowjetischen wissenschaftlich-technischen Gesellschaft für Radio- und Nachrichtentechnik „A. S. Popow" trug N. A. Chochlatschewa einen Bericht vor über einen neuen auf dem Hall-Effekt beruhenden Schalter ohne bewegliche Teile und hoher Schaltfrequenz.

Wenn ein Hall-Generator in das magnetische Feld eines Elektromagneten gebracht wird, so kann dieses Feld so eingestellt werden, daß zwischen den geometrisch gegenüberliegenden Sonden keine Potentialdifferenz vorhanden ist (Aus-Zustand). Bei einer Änderung der Größe oder der Richtung des Magnetfeldes entsteht eine bestimmte Potentialdifferenz – am Ausgang des Hall-Generators ist eine Spannung vorhanden (Ein-Zustand). Durch geeignete Dimensionierung des Elektromagneten und des Hall-Generators und zweckmäßige Materialwahl können verschiedene Ausgangsspannungen erhalten und kann dem ungünstigen Temperatureinfluß begegnet werden. Praktische Versuche mit 3 × 2 × 0,1 mm großen Indiumantimonid-Plättchen ergaben ein Schaltverhältnis mit dem Wert 100. Es zeigte sich, daß die Schalter infolge ihrer einfachen Konstruktion in hohem Maße zuverlässig sind und eine große Lebensdauer besitzen. Die Schalter bewältigen bis zu 180 000 Umschaltungen je Sekunde.

An Stelle der Reihenschaltung einzelner Schalter kann ein komplizierter Schalter mit mehreren Hall-Generatoren und einem Elektromagneten konstruiert werden.

Neue Fernsehkanalumsetzer

Folgende neue Fernsehkanalumsetzer wurden in Betrieb genommen:

Ort	Sendefrequenz	Polarisation d. Sendeantenne
Sandersleben (Bezirk Halle)	Kanal 8	horizontal
Schwedt (Bezirk Frankf./O.)	Kanal 9	horizontal

VAKUTRONIK-informationen, Ausgabe 2

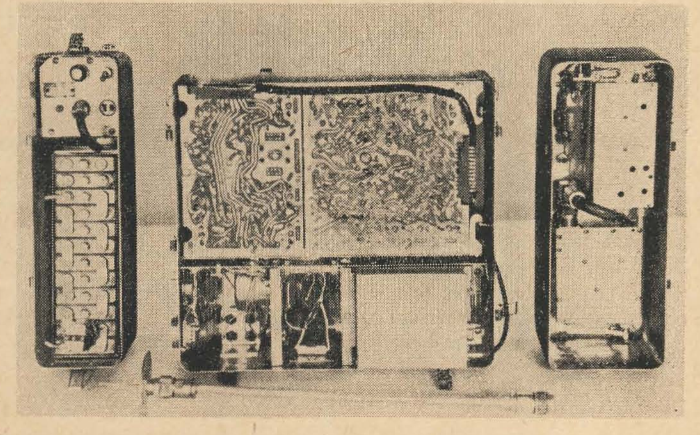
Die Ausgabe 2 der Hauszeitschrift des VEB Vakutronik WIB Dresden erschien im September 1964. Neben einigen Übersichtsartikeln über Ionisationskammern, Strahlenschutzmeßgeräte und elektronische Zählgeräte enthält diese Ausgabe wieder ausführliche Beschreibungen neuer Meßgeräte. Im einzelnen wird berichtet über das universelle Strahlungsmeßgerät VA-D-30, das Flächengewichtsmeßgerät VA-T-70 B, das Gerät zur automatischen Zugbremsung VA-T-66.9 und ein Gerät zur radiometrischen Bestimmung des K_2O-Gehaltes von Kalirohsalz. Als weitere Neuentwicklungen werden das Beta-Gamma-Zählrohr VA-Z-117 und der Schwingkondensator VA-E-16 beschrieben. Kurzinformationen weisen auf Geräte hin, die sich z. Z. noch in Entwicklung befinden. Die Mittelseiten, die als „Kernphysikalische Arbeitsblätter" gekennzeichnet sind, enthalten Angaben über Meßfehler bei kernphysikalischen Messungen, über Verfahren zur Ermittlung der Beta-Dosisleistung mit Zählrohren und Kennlinien des Zählrohres VA-Z-117.

Tragbares Fernsehübertragungsgerät

Mit dem „Newchief" von Sylvania wurde ein kleines und leichtes Fernsehübertragungsgerät für Reportagezwecke geschaffen. Sender und Stromversorgungsteil sind im Gerät mit eingebaut, so daß sich der Kameramann mit der Ungezwungenheit eines Zuschauers frei bewegen und sich den günstigsten Standort für seine Aufnahmen aussuchen kann. Das ganze Gerät, unser Bild zeigt eine Innenansicht, wird mittels eines Traggestells auf dem Rükken getragen; das Gewicht beträgt 13,6 kp.

Der Sender, der auf dem 2-GHz-Band arbeitet und frequenzmoduliert ist, hat eine Ausgangsleistung von 1 W; er ist in gedruckter Schaltung ausgeführt und ausschließlich mit Halbleitern – Dioden und Transistoren – bestückt. Die Senderantenne von 60 cm Länge ist am Sender montiert.

Die im „Newchief" benutzte Nikkel-Cadmium-Batterie wiegt 3 kp und reicht für eine Betriebsstunde aus. Man kann sogar während des Betriebes, ohne die Sendung unterbrechen zu müssen, eine neue Batterie einsetzen. Es besteht auch die Möglichkeit, die Einheit aus einer Autobatterie zu betreiben. Der Gesamtleistungsverbrauch der Anlage von 40 W teilt sich in 20 W für die Kamera und 20 W für den UHF-Sender auf. Die benutzte Kamera ist eine Sonderanfertigung der Sylvania-Kamera „800", sie hat die äußeren Abmessungen 7,6 cm × 10 cm × 20 cm. Im Betrieb ist sie mit dem auf dem Rücken zu tragenden Senderteil verbunden, der außerdem in Steckeinheiten noch einen kompletten Synchronisiergenerator sowie Bild- und Tonverstärker und -sender enthält.



Innenansicht des tragbaren Fernsehübertragungsgerätes. Links erkennt man die Nickel-Cadmium-Batterie und rechts den volltransistorisierten Sender. In der Mitte befinden sich der Synchronisiergenerator und die Bild- und Tonverstärker; davor (liegend) die Rundstrahlantenne

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 1. NOVEMBERHEFT **21** 1964

Kybernetik und Technik

Einführung in die Problematik denkender Automaten

Prof. Dr.-Ing. F. H. LANGE

Auszüge aus einem Vortrag, der anläßlich der Einweihung des elektronischen Rechenzentrums der Universität Rostock am 17. 10. 1964 gehalten wurde.

Einleitung

Der Begriff „Kybernetik" taucht seit einigen Jahren häufig in der Tagespresse auf und wird nicht nur von berufener Seite, sondern häufig auch von Laien interpretiert.

Dies hat zur Folge, daß man ihn bei wissenschaftlich-technischen Arbeiten sogar schon vermeidet, um nicht in ein pseudowissenschaftliches Zwielicht zu geraten.

Wir wollen uns auf den technischen Inhalt der kybernetischen Aufgaben beschränken. Die Kybernetik selbst behandelt auch philosophische und medizinische Aspekte.

Die Technik gleicht manchmal einer treuen Hausfrau, die vom Ehemann weidlich ausgenutzt wird und der für alle mißlichen Ereignisse die Schuld zugeschoben wird. Zweifellos haben die Mittel der Technik eine Macht erreicht, die, wenn diese Mittel in falsche Hände geraten, die gesamte Menschheit in ihrer Existenz bedroht. Auch wenn in Zukunft die Menschheit von Kriegen verschont bleibt, wirkt sich die Technik keineswegs immer günstig aus, wenn sie einen Teil der Menschen einer befriedigenden Arbeit beraubt, einem anderen Teil unverhältnismäßig viel Gewinn zuschanzt. Aber daran ist die Technik ebenso wenig schuld wie die Ehefrau, mit der wir sie vergleichen. Schuld an Mißständen, die die Technik mit sich bringt, ist die noch sehr unvollkommene geistige Entwicklung der Menschheit, die sich z. B. bei Machtauseinandersetzungen noch wenig von früheren Jahrtausenden unterscheidet. Schuld ist zweifellos auch eine falsche Entwicklungsrichtung der Gesellschaft, wenn sie die völlige Freiheit des Gelderwerbes und das Geld selbst als das höchste Ideal ansieht. In dem Maße, wie das neue im Entstehen begriffene gesellschaftliche System durch einen für alle Menschen sinnvollen und nutzbringenden Einsatz der Technik auch die ökonomische Überlegenheit gegenüber dem alten gesellschaftlichen System erreichen wird, wenn es also für alle attraktiv geworden sein wird, wird diese berechtigte Kritik an der Technik verschwinden. Noch stehen wir voll in der geistigen Umwälzung, die sich auf diesem Erdball vollzieht.

Man kann die Kybernetik in drei Teilgebiete unterteilen, von denen ich hier nur eines interpretieren will.

Das erste Teilgebiet ist die philosophische Kybernetik, die bei uns besonders von Georg Klaus publiziert worden ist. Hier handelt es sich um die Wechselwirkungen zwischen der Philosophie und den neuen Begriffen, die der Technik entsprangen, wie z. B. der Rückkopplungsbegriff.

Das zweite Teilgebiet ist die biologische Kybernetik, die wir Techniker etwas nüchtern als die organische Nachrichten- und Regelungstechnik bezeichnen. Dieses Gebiet interessiert ungemein auch den Ingenieur, der sich mit der klassischen Nachrichten- und Regelungstechnik beschäftigt, weil der große Lehrmeister, die Natur, hier Dinge mit molekularelektronischen Mitteln realisiert, die in ihren Grundprinzipien noch mit dem Schleier des völligen Geheimnisses bedeckt sind. Die biologische Kybernetik beschäftigt sich mit den Vorgängen der Informationsübertragung, der Messung und der Regelung in lebenden Organismen und nicht mit der Anwendung dieser Methoden in der Automatentechnik. Dies erstrebt die technische Kybernetik. Sie stellt das dritte Teilgebiet der Kybernetik dar. Sie setzte sich bisher aus den Teilgebieten der Nachrichtentechnik, Meßtechnik und Regelungstechnik zusammen und wurde inzwischen durch die neuen Disziplinen der Datenverarbeitung und der Rechenelektronik ergänzt.

Technische Kybernetik

Wenn im vergangenen Jahrhundert die Kraftmaschine als ein Ersatz des menschlichen Muskels diente und die Arbeitsmaschine als ein Ersatz der menschlichen Hand, so dient in diesem Jahrhundert die elektronische Meßtechnik als Ersatz der menschlichen Sinnesorgane, des Auges, des Ohres, des Tastsinnes und des Geruchs- und Geschmackorgans. Der nächste Schritt, der die eigentliche Kybernetik (nach dem Griechischen „Steuermannskunst") einleitet, bezweckt, Hilfsapparate für die Gehirnarbeit zu schaffen. Dies begann in der Regelungstechnik mit dem sog. Regler, der schon gewisse Gehirnprozesse ersetzt. Der Regler bewertet den Bewegungs- oder Fertigungsablauf des überwachten Systems so, daß der Korrektionsbefehl rechtzeitig gegeben wird. Der Regler extrapoliert den Vorgang durch eine Differentiationseinrichtung; daher spricht der Regelungsingenieur auch von einem Vorhaltglied. Der Mensch macht völlig unbewußt das gleiche, wenn er eine Eigenbewegung ausführt oder auf Bewegungsänderungen seiner Umwelt reagiert, z. B. bei der Fahrzeugsteuerung. Der Regelungstechniker alten Stils unterschied die Steuerung und die Regelung. Bei der Regelung wird der Istwert des Arbeitsprozesses mit dem Sollwert verglichen und ein der Abweichung entsprechendes Korrekturkommando gegeben. Bei der Steuerung ist dies zumindest nicht in Form einer automatischen Korrektureinrichtung der Fall, sondern der Mensch mit seinen Sinnesorganen als Meßinstrument, seinem Gehirn als Rechengerät oder Regler und mit seiner Hand als Stellglied führt diese Korrektur aus. Der Unterschied zwischen Steuerung und Regelung existiert also im Prinzip gar nicht; er hat auch nur zu Sprachverwirrungen geführt und zu erheblichen Übersetzungsschwierigkeiten von der deutschen in die russische oder englische Sprache. Es wäre besser, von einer halbautomatischen und von einer vollautomatischen Regelung zu sprechen.

Die Leitidee der klassischen Regelungstechnik besteht darin, daß automatisch die Übereinstimmung des Istwertes eines Arbeitsergebnisses mit dem Sollwert, dem Arbeits-

kommando, überwacht wird. Was aber geschieht, bleibt dem Menschen überlassen, der das Arbeitskommando in die Maschine eingibt. So bleibt der Hauptteil der Denkarbeit beim Einsatz der Arbeits- oder Kraftmaschine dem Menschen überlassen. In der Rechenautomatik ist es ähnlich. Die Maschine führt Rechenoperationen nach einem fest vorgegebenen Programm durch.

Das Charakteristische an der modernen technischen Kybernetik besteht nun darin, daß das eigentliche Arbeitsprogramm oder Rechenprogramm durch den Automaten selbst erarbeitet wird; es richtet sich nach den Umweltbedingungen.

In der Regelungstechnik entstanden neue, z. T. inzwischen gelöste Aufgaben: Man verlangt von der Anlage nicht, daß das Arbeitsprodukt einen bestimmten Wert hat oder einem eingegebenen Programm möglichst gut folgt (Folgesystem), sondern man verlangt nur, daß die Ausgangsgröße, die der Regelungstechniker auch Regelgröße nennt, einen Extremwert, ein Maximum oder ein Minimum, annimmt, ohne daß eine Angabe über die Größe selbst gemacht wird. Dies soll die automatisch arbeitende Maschine selbst finden.

Solche Aufgaben löst der Automat dadurch, daß er in seinen Arbeitsparametern, von denen das Arbeitsergebnis abhängt, hin- und herpendelt, daß dabei verglichen wird, ob nach der einen oder der anderen Richtung eine Änderung eintritt. Ist die Änderung unerwünscht, z. B. bei der Minimalwertsuche eine Zunahme der Ausgangsgröße, so wird der Meßwert zu einer Verschiebung in der gewünschten Richtung benutzt. Die Funktechnik benutzt ein solches Prinzip schon seit zwei Jahrzehnten bei der automatischen Scharfabstimmung.

Ein derartiger automatischer Vorgang ist ein besonders einfacher Fall eines Lernprozesses. Die Automatik versucht eine Änderung, registriert das Resultat und setzt entweder die Änderungstendenz in der gleichen Richtung fort oder kehrt die Richtung um, je nachdem ob ein Maximum oder ein Minimum als Extremwert gewünscht wird.

Die Angelsachsen bezeichnen einen derartigen Prozeß als „trial and error"-Methode. Solche Lernversuche macht auch der Mensch, wenn er sich auf einem vollkommenen Neuland befindet.

Der Lernprozeß

Als die Ingenieure auf den Lernprozeß und seine Realisierung durch Automaten stießen, stellten sie sich natürlich die Frage, was denn das Lernen eigentlich ist.

Es lag nahe, sich bei den dazu berufenen Geisteswissenschaftlern danach zu erkundigen; aber es fand sich kein geeigneter Gesprächspartner; ich weiß nicht, ob sich in den letzten Jahrzehnten wirklich kein Philosoph oder Geisteswissenschaftler darüber den Kopf zerbrochen hat, was Lernen eigentlich ist. So suchten die Informationstheoretiker und Kybernetiker sich selbst eine Antwort, und jetzt unterscheidet man etwa sieben Arten von Lernprozessen. Hier befindet man sich aber auf Neuland und tastet sich noch vorsichtig vorwärts.

Die Frage, was eigentlich Lernen ist, beantwortet man in der Technik etwa folgendermaßen:

„Lernen ist die Verbesserung des Verhaltens auf Grund von Informationen über die Außenwelt".

Oder:

„Das Lernen ist der Übergang aus einem Zustand des Nichtkönnens (schlechte Funktion) in einen Zustand des Könnens (verbesserte Funktion)".

Eine Regelungsanlage hat diesen Zustand z. B. dann erreicht, wenn sie den gewünschten Extremwert von selbst gefunden hat. Bei manchen Aufgabenstellungen geht dies sehr leicht. Es genügt ein Versuch, um die neue Richtung zu entscheiden. Ein Lernprozeß kann aber wesentlich komplizierter sein, wenn er früher gespeicherte Erfahrungen auswertet oder nach dem Zustand der Umwelt ausrichtet. Der Automat ist nicht fest programmiert.

Es müssen bei einem komplizierten Lernprozeß folgende Teilaufgaben gelöst werden:

a) Es müssen Informationen gewonnen werden.
b) Es müssen Informationen gespeichert werden.
c) Es müssen Informationen ausgewertet werden.

Noch vor zwei Jahrzehnten wäre eine solche Aufgabe als hoffnungslos unlösbar erschienen. Aber die Rechenautomatentechnik und die Informationstheorie haben hier schon wertvolle Vorarbeit geleistet.

So hat man gelernt, einen Meßwert in eine diskrete, speicherbare Zahl umzuwandeln. Man nennt dies Analog-Digital-Wandler.

Man hat gelernt, Informationen jederzeit griffbereit zu speichern.

Man hat gelernt, Informationen durch logische Schaltungen auszuwerten.

Vielleicht stellt einer von Ihnen, der der Technik und ihren verrückten Neigungen weniger hold gesinnt ist, die Zwischenfrage: Warum überhaupt dieses Streben zum Automaten?

Der Automat hat gegenüber dem Menschen folgende Vorteile:

1. Der Automat kann erheblich schneller als der Mensch Informationen aufnehmen und abgeben.
2. Der Automat kann schneller logische Schlüsse ziehen.
3. Der Automat kennt keine Ermüdung und duldet beliebig lange Wartezeiten wie Arbeitszeiten.
4. Der Automat verfällt weniger leicht Irrtümern, besonders hinsichtlich des Gedächtnisses.

Am stärksten ist der Mensch beeinträchtigt durch die Zeitschranke seines Gehirns, die etwa bei $^1/_{100}$ s liegt. Kürzere Reaktionszeiten sind nicht erreichbar, während sie bei den elektronischen Automaten jetzt schon bei $^1/_{100}\,\mu s = 10^{-8}$ s liegen, also einemillionmal kleiner sind. Ein Rechenautomat kann also Hunderttausende von Teiloperationen in Bruchteilen von Sekunden ausführen, und darin liegt ja auch das Geheimnis der Rechengeschwindigkeit der elektronischen Rechenmaschinen.

Freilich sind die Aufgaben, die dem Automaten zur Zeit zugänglich erscheinen, begrenzt.

Steinbuch hat folgende Bedingungen dafür formuliert:

1. Das System muß logisch formulierbaren Gesetzen gehorchen.
2. Diese Gesetze müssen bekannt sein.
3. Der Anfangszustand des Systems muß bekannt sein.
4. Die Einwirkung der Außenwelt muß bekannt sein.
5. Die Rechenarbeit für die Voraussage muß in einer kürzeren Zeitspanne bewältigt werden, als die Voraussagezeitspanne beträgt.

Zum letzteren sei bemerkt, daß man die Bahn einer Rakete nur dann korrigieren kann, wenn die Rechenarbeit schneller vor sich geht, als die Rakete fliegt. Dieses Problem bildet die Triebfeder für die Entwicklung extrem schneller Rechenautomaten.

Information

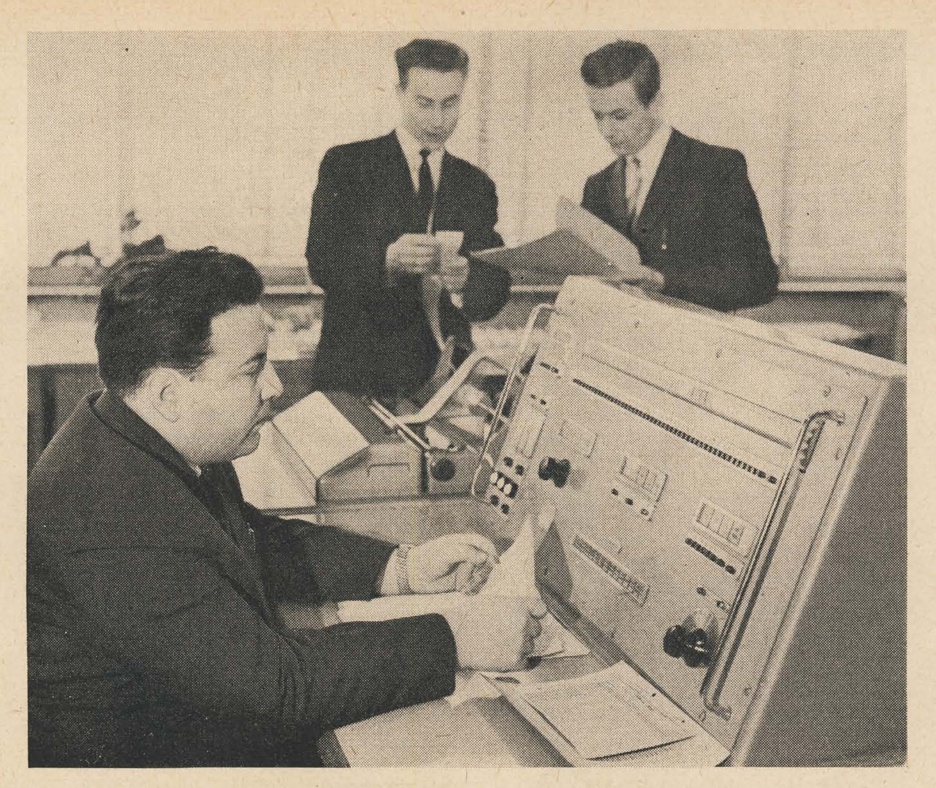
Wie wird eine Information quantitativ beurteilt?

Während man in der Schriftsprache etwa 25 Buchstaben benötigt, um eine Information festzulegen, und in Zahlenform zehn Symbole zur Verfügung hat, benutzt man in der Rechen- und Automatisierungstechnik das primitivste Alphabet, das sich denken läßt: die binäre Darstellung, die nur zwei Zeichen kennt: 0 und L. Mit einer Folge von n Zeichen 0 oder L kann man insgesamt 2^n verschiedene Ereignisse oder Antworten numerieren. Für 1000 Einzelfälle benötigt man 10 aufeinanderfolgende Zeichen, da $2^{10} = 1024$ ist. Für 1 Million Einzelfälle braucht man also eine 20stellige binäre Zahl statt 6 Dezimalstellen. Die benötigte Stellenzahl nennt man den „Entscheidungsgehalt". Für n Ereignisse benötigt man $\log_2 n$ Symbole des Typs 0 und L. Die Maßeinheit des Entscheidungsgehaltes bezeichnet man als 1 bit. Man beachte, wie sich das Potenzgesetz auswirkt:

Für 100 Ereignisse benötigt man 7 Stellen, für 1000 Ereignisse 10 Stellen und 20 Stellen für 1000000.

Der Grund für die Wahl des binären Alphabets liegt darin, daß man mit sehr einfachen und zuverlässigen technischen Mitteln eine Information speichern kann. Der Unterschied 0 und L wird durch einen offenen oder geschlossenen Kontakt eines Relais oder durch eine stromlose oder stromführende Röhre dargestellt. Neuerdings verwendet man Transistoren oder ummagnetisierbare Ferritmagnetkerne. Wesentlich ist hierbei, daß eine Mannigfaltigkeit in eine zeitliche Reihenfolge umgewandelt wird.

Der Entscheidungsgehalt beantwortet die Frage, wieviel binäre Entscheidungen (Ja oder Nein) man braucht, um eine spezielle Information aus einem Vorrat von n Informationen auszuwählen. Hierbei bewertet man alle Informationen als gleich wahrscheinlich. Es ist oft unpraktisch, daß man in jedem Einzelfall die gleiche Anzahl von Fragen stellen muß. Oft ist es erwünscht, an häufige Informationen durch wenige Fragen heranzukommen, während man einen größeren Aufwand an Stellenzahl (Fragenzahl) in Kauf nimmt, um selten auftretende Informationen zu speichern. Dies sei an einem einfachen Beispiel erklärt: Gegeben sind vier „Worte" (= Informationen), von denen eins zu 50%, eins zu 25% und zwei zu



Blick in das Rechenzentrum des Physiologischen Instituts der Karl-Marx-Universität Leipzig mit dem Rechenautomaten ZRA 1 vom VEB Carl Zeiss Jena

je 12,5% Häufigkeit auftreten. Man wählt folgende Codierung:
A: ein Stromschritt, B: zwei Stromschritte, C und D: drei Stromschritte.
Dies ergibt folgendes Schema:

A	B	C	D
0	L 0	LL 0	LLL

Hierbei wird bei einer Häufigkeit p_i für das Einzelwort die Stellenzahl $\log_2 1/p_i$ gewählt, z. B. bei $p_i = 1/8$: $\text{ld}\ 1/{}^1/_8 = \text{ld}\ 8 = 3$. Man nennt dies den „Informationsgehalt". Im Mittel ergibt sich der mittlere Informationsgehalt

$$H = \Sigma p_i \log_2 1/p_i = - \Sigma p_i \log_2 p_i$$

Dies ist die Stellenzahl, die man im Mittel für ein Wort benötigt. Man bezeichnet den mittleren Informationsgehalt auch als die Informationsentropie des Wortvorrates oder Informationsvorrates. Es ist zugleich der mittlere Codierungsaufwand für eine Information. Es ist das Verdienst von Shannon (USA) und von Kotelnikow (SU), durch die Schaffung derartiger Maßeinheiten für die Information quantitative Kenngrößen geschaffen zu haben, die sehr vielseitig verwendbar sind und sich auch von Geisteswissenschaften und anderen Naturwissenschaften benutzen lassen. Insbesondere gilt dies für die Physiologie.
Beispielsweise kann man quantitativ ausdrücken, welche Informationsmenge unsere Sinnesorgane je Sekunde aufnehmen können.

Es sind für das Auge:

3 Millionen bit je Sekunde
(etwa $3 \cdot 10^6$ bit/s)

und für das Ohr:

20 bis 50000 bit je Sekunde
(etwa $3 \cdot 10^4$ bit/s)

Die Einheit bit/s stellt den sog. Informationsfluß dar. Diese ungeheure Informationsmenge, die die Sinnesorgane je Sekunde aufnehmen, können freilich vom Gehirn nicht verarbeitet werden. Beim Maschineschreiben können etwa 16 bit/s abgegeben werden. Hieraus ergibt sich, daß für den Menschen ein subjektives Zeitquant existiert, das in der Größenordnung von 50 Millisekunden liegt; also zwanzig Stromschritte/s sind möglich, mehr nicht. Dies rührt daher, daß die Informationsfortleitung durch die Nerven auf elektrochemischem Wege geschieht, mit einer sehr begrenzten Fortpflanzungsgeschwindigkeit. Auch die Umschaltzeiten der Neuronenstruktur im Zentralgehirn ist begrenzt.

Die Nutzungsmöglichkeiten des kybernetischen Automaten

Wir erkennen, daß ein elektronischer Automat geeignet ist, gewisse einfache Gehirnfunktionen schneller zu erledigen, da er ein objektives Zeitquant besitzt, das bei der heutigen Technik weit unter einer Mikrosekunde liegt. Der Gewinnfaktor beträgt etwa 10^5. Daher ist ein Automat prinzipiell in der Lage, die Informationsflüsse auch schneller zu verarbeiten, die die Sinnesorgane oder ihre Ersatzsysteme, Fernsehkamera, Fotozelle und Mikrofon, aufnehmen können. Wenn man den Automaten als eine Art verlängertes Gehirnteil ansieht, befreundet man sich leichter mit ihm. Das eigene Gehirn soll durch die Kybernetik entlastet, aber nicht überflüssig werden.
Die Speicherkapazität von informationsverarbeitenden Systemen ist heute schon relativ groß: 10^5 bis 10^8 bit bei einer Zugriffszeit von 10^{-8} bis 10^2 s. Die Speicherkapazität des menschlichen Gehirns ist erheblich größer: Sie beträgt 10^9 bis 10^{13} bit bei einer Zugriffszeit von 10^{-2} bis 10^1 s.
Leider ist das menschliche Gedächtnis nicht zuverlässig und auch nicht kontrollierbar. Es muß bei jedem Menschen neu programmiert werden, und zwar im Laufe von Jahrzehnten. Man tut gut, zum kybernetischen Automaten die gleiche Einstellung zu haben wie zu einem Buch. Ein Informationsspeicher ist ein Lexikon, bei dem man durch eine Art Telefonwählsystem ohne Seitenblättern sehr rasch die gesuchte Information findet.
Aber die Informationsspeichermöglichkeit ist nur der eine Aspekt der Automatentechnik.
Viel interessanter ist es, wie ein Automat Informationen verarbeiten kann. Ein hohes Niveau haben hier schon die Rechenautomaten erreicht.
Die neue Entwicklung wird die Informationsverarbeitung verbessern. Damit muß der Automat die Fähigkeit erhalten, logische Funktionen zu erfüllen. Logische Funktionen lassen sich am klarsten und eindeutigsten in der Mathematik angeben, und hier sind auch die ersten Realisierungserfolge sichtbar.
Zum Zwecke der Informationsauswertung verwendet man die sog. logischen Bauelemente. Durch die Kombination von primitiven Bauelementen kann man recht komplizierte Aufgaben lösen. Ich erwähne nur, daß die Rechenautomaten auch die kompliziertesten mathematischen Rechenoperationen letzten Endes auf die einfachste Rechenart, die Addition, zurückführen und sie mit ihr durchführen.
Ein sog. logisches Bauelement ist ein Relais. Durch einen Arbeitskontakt gibt es das Grundsignal Ja und die Grundoperation, die logische Bejahung, wieder. Durch einen Ruhekontakt kann man die konträre logische Operation, die Negation, durchführen.
Die Reihenschaltung zweier Kontakte, die auch durch Transistoren realisiert werden können, stellt die Realisierung der logischen Operation „Und" — die „Konjunktion" — dar; sie gibt im Falle des Schließens beider Kontakte an, daß zwei Ereignisse gleichzeitig eingetreten sind. Dagegen stellt die Parallelschaltung zweier Relaiskontakte die logische Operation „Oder" — die „Disjunktion" — dar. Im Falle des Stromdurchganges wird festgestellt, daß eines von zwei Ereignissen eingetreten ist. Bei zwei Binärvariablen sind — nebenbei bemerkt — insgesamt 16 logische Funktionen möglich.

Zusammenfassung

Die technischen Mittel einer hohen Operationsgeschwindigkeit, einer großen Informationsspeichermöglichkeit und einer logischen Verknüpfungsmöglichkeit führen zu neuen Methoden, geistige Arbeiten automatisch auszuführen. Praktische Anwendung findet die Elektronik in der Büromaschinentechnik, in der Lohnabrechnung, Lagerleitung, Kontoführung, Betriebsstatistik, Produktionskontrolle. Es laufen überall Versuche, nicht nur in den sozialistischen Ländern, mit Hilfe von Automaten und Informationsspeichern die Volkswirtschaft erfolgreicher zu planen, als es bisher die bekannten Methoden erlauben.

Der transistorisierte Spannungsstabilisator Teil 1

W. DENDA

Mit der weiteren Entwicklung der Halbleitertechnik setzt sich immer mehr die Verwendung von transistorisierten Spannungsstabilisatoren durch.
Diese Entwicklung ist durch zwei Umstände bedingt:
Erstens werden zum Betrieb von Halbleiterschaltungen Niederspannungsquellen benötigt, und zweitens läßt sich die Stabilisierung von kleinen Spannungen nur mit Hilfe von Halbleitern erreichen. Die Verwendung von stabilisierten Spannungsquellen bietet große Vorteile gegenüber einfachen Netzteilen. Abgesehen von der zeitlichen Konstanz der Spannung, lassen sich ein extrem kleiner Innenwiderstand und eine extrem kleine Brummspannung erreichen.
Durch geeignete Schaltungsvarianten lassen sich die Einflüsse der Eingangsspannung, des Laststromes und der Temperatur auf die Ausgangsspannung in weiten Bereichen ausregeln.
Im nachfolgenden Beitrag soll auf die Wirkungsweise und die Dimensionierung von Spannungsstabilisatoren sowie auf spezielle Schaltungsvarianten näher eingegangen werden.

Allgemeines

Im Bild 1 ist ein Spannungsstabilisator als Blockschaltbild dargestellt. Grundsätzlich kann man jeden Spannungsstabilisator mit Längsregler auf ein derartiges Schema zurückführen.

Die Wirkungsweise ist folgende:

Die Ausgangsspannung U_a wird mit der Bezugsspannung U_0 verglichen. Weicht der Wert der Ausgangsspannung vom Wert der Bezugsspannung ab, wird von der Vergleichsschaltung über einen Verstärker ein entsprechendes Signal an den Regeltransistor gegeben. Dieser Regeltransistor liegt als Vorwiderstand zum angeschlossenen Lastwiderstand im Hauptstromkreis. Durch eine sinnvolle Steuerung des Regeltransistors wird erreicht, daß die Ausgangsspannung — der Spannungsabfall am Lastwiderstand — auf einem konstanten Wert gehalten wird.

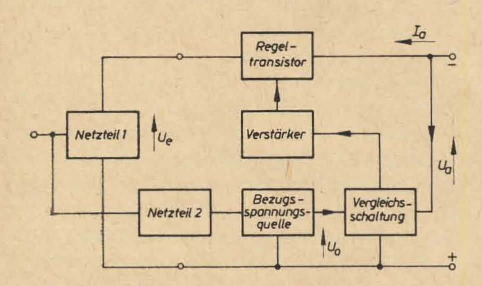


Bild 1: Blockschaltbild des Spannungsreglers

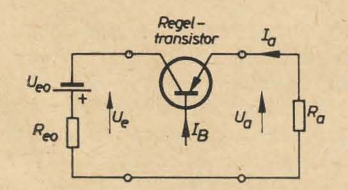


Bild 2: Hauptstromkreis des Spannungsreglers

Als Störgrößen, die die Ausgangsspannung beeinflussen, treten die Eingangsspannung U_e, der Laststrom I_a und die Temperatur auf.

Die Einflüsse der Eingangsspannung werden durch den Regeltransistor ausgeregelt, indem der Basisstrom I_B entsprechend verändert wird (Bild 2). Änderungen des Laststromes wirken sich nicht nur als Stromänderungen am Regeltransistor, sondern auch über den inneren Widerstand R_{eo} des Netzteiles als Änderungen der Eingangsspannung aus. Auch diese Änderungen werden durch den Regeltransistor ausgeregelt, indem der Basisstrom I_B entsprechend verändert wird.

Temperaturänderungen wirken sich in der Hauptsache auf die Bezugsspannung, die Vergleichsschaltung, den Verstärker und den Regeltransistor aus. Dabei ist der Einfluß der Temperatur auf den Verstärker und den Regeltransistor in der Regel zu vernachlässigen, solange nicht infolge zu großer Temperaturerhöhung die Funktion der Transistoren in Frage gestellt wird.

Wesentlich ist jedoch der Einfluß der Temperatur auf die Bezugsspannung und die Vergleichsschaltung.

In den meisten Fällen wird zur Stabilisierung der Bezugsspannung eine Zenerdiode verwendet. Da die Zenerspannung temperaturabhängig ist, kann der Einfluß der Temperatur auf die Bezugsspannung nur durch eine geeignete Kompensationsschaltung verhindert werden.

Ähnlich verhält es sich mit der Vergleichsschaltung. Auch hier kann der Einfluß der Temperatur nur durch die Wahl einer geeigneten Schaltung reduziert werden.

Zur Kennzeichnung der Eigenschaften eines Stabilisators benutzt man im allgemeinen folgende Größen:

Ausgangsspannung U_a
maximaler Laststrom $I_{a\,max}$
Stabilisierungsfaktor $K = \Delta U_e / \Delta U_a$
Innenwiderstand $R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$
maximale Brummspannung am Ausgang U_{br}
maximale Drift der Ausgangsspannung in mV/h oder mV/d

Bezugsspannung

Die Bezugsspannung dient als Spannungsnormal, mit dem die Ausgangsspannung verglichen werden soll. Daraus resultiert die Forderung, die Konstanz dieser Bezugsspannung mindestens doppelt so hoch zu treiben wie die erwartete Konstanz der Ausgangsspannung.

Die einfachste Möglichkeit einer Bezugsspannungsquelle ist die Verwendung einer Batterie oder eines Elementes. Dabei ergeben sich allerdings einige Nachteile (Leerlaufbetrieb, zeitliche Drift der Urspannung, Auswechseln bzw. Aufladen der Batterie u. dgl.), die diese Möglichkeit nur für einen kurzzeitigen Laborbetrieb diskutabel machen.

Im Normalfall werden zur Erzeugung der Bezugsspannung eine oder mehrere Zenerdioden benutzt. Die Kennlinie einer Zenerdiode mit den charakterisierenden Größen ist im Bild 3 dargestellt. Der Arbeitspunkt beim Betrieb als Spannungsstabilisator muß auf dem stark fallenden Teil der Sperrkennlinie liegen, also bei $U < U_z$. In diesem Gebiet ist der differentielle Widerstand r_d sehr klein (einige Ohm), wodurch der Stabilisierungseffekt zustande kommt. Zu beachten ist, daß der differentielle Widerstand mit der Zenerspannung ansteigt, und zwar schneller als diese.

Deshalb ist die Reihenschaltung von Zenerdioden mit kleinerer Zenerspannung stets der Verwendung einer Zenerdiode mit höherer Zenerspannung vorzuziehen. Da ökonomische Gründe genau das Gegenteil fordern, muß

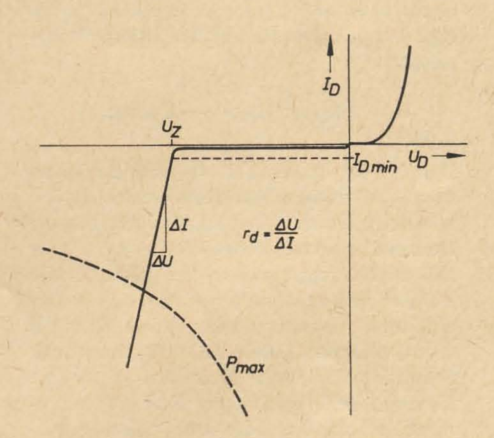


Bild 3: Kennlinie einer Zenerdiode

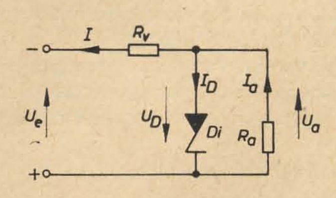


Bild 4: Stabilisierungsschaltung mit einer Zenerdiode

man von Fall zu Fall eine günstige Entscheidung treffen.

Stabilisierung mit einer Zenerdiode

Eine Stabilisierungsschaltung mit einer Zenerdiode ist im Bild 4 dargestellt. Die Wirkungsweise wird anhand von Bild 5 erläutert.

Die Linie OBA stellt die Parallelschaltung der Zenerdiode und des Lastwiderstandes R_a dar. Im Gebiet OB ($U > U_z$) dominiert der Lastwiderstand, im Gebiet BA ($U < U_z$) die Zenerdiode. Die Linie AC stellt den Vorwiderstand R_v dar. Der Arbeitspunkt A liegt, wie eingangs gefordert, auf dem stark abfallenden Teil der Zenerdiodenkennlinie. Eine Änderung der Eingangsspannung U_e ruft eine Parallelverschiebung der Geraden AC hervor.

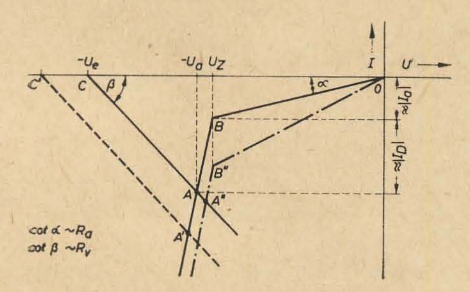


Bild 5: Zur Wirkungsweise der Schaltung nach Bild 4

Dabei wandert der Arbeitspunkt auf der Kennlinie der Zenerdiode bis zum Punkt A'. Eine Veränderung des Laststromes ruft eine Veränderung des Winkels α und eine geringfügige Parallelverschiebung der Linie BA hervor. Der Arbeitspunkt wandert auf der R_v-Geraden bis zum Punkt A''.

Grundsätzlich ergibt sich für die Bemessung des Vorwiderstandes R_v die Beziehung

$$R_v = \frac{U_e - U_a}{I_a - I_D} \quad (1)$$

Dazu ist zu bemerken, daß stets gewährleistet sein muß, daß

$$I_D < I_{D\,min} \quad (2)$$

und

$$U_z \cdot I_D < P_{max} \quad (3)$$

ist. Weiterhin erkennt man aus Bild 5, daß die Wanderung des Arbeitspunktes A infolge Änderung der Eingangsspannung U_e um so geringer ist, je kleiner der Winkel β, d. h. je größer U_e bzw. R_v gewählt wird.

Zur Ermittlung des Stabilisierungsfaktors K wird angenommen, daß die Zenerdiode aus der Reihenschaltung einer Spannungsquelle U_z und eines Widerstandes r_d besteht. Dann gilt

$$-U_a = U_z + I_D \cdot r_d \quad (4)$$

und

$$U_a = U_e + I \cdot R_v \quad (5)$$

Mit

$$I = I_a - I_D \quad (6)$$

und

$$I_a = \frac{U_a}{R_a} \quad (7)$$

erhält man

$$-U_a = \frac{U_z - U_e \frac{r_d}{R_v}}{1 + \frac{r_d}{R_v} + \frac{r_d}{R_a}} \quad (8)$$

Daraus erhält man durch partielle Differentiation den Stabilisierungsfaktor

$$K = 1 + R_v\left(\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_a}\right) \quad (9)$$

Für überschlägliche Betrachtungen kann man die Näherungsbeziehung

$$K \approx \frac{R_v}{r_d} \quad (10)$$

benutzen.

Den Innenwiderstand R_i erhält man unter Vernachlässigung des Innenwiderstandes des Netzteiles zu

$$R_i = \frac{r_d \cdot R_v}{r_d + R_v} \quad (11)$$

Auch hier kann man für überschlägliche Betrachtungen setzen

$$R_i \approx r_d \quad (12)$$

Kaskadenschaltung von Zenerdioden

Um eine wesentlich bessere Stabilisierung zu erreichen, kann man zwei Stabilisierungsstufen hintereinander schalten (Bild 6).

Hier gelten für jede Stufe die gleichen Betrachtungen wie unter dem Abschnitt „Stabilisierung mit einer Zenerdiode". Zu beachten ist, daß Änderungen der Eingangsspannung U_e von beiden Stufen, Änderungen des Laststromes I_a jedoch nur von der zweiten Stufe ausgeregelt werden. Es gilt

$$K = K_1 \cdot K_2 \quad (13)$$

$$R_i = R_{i\,2} \quad (14)$$

Temperaturkompensation von Zenerdioden

Zenerdioden besitzen einen nicht zu vernachlässigenden Temperaturkoeffizienten. Er beträgt etwa $(2 \cdots 10) \cdot 10^{-4}\,\text{grd}^{-1}$ für die Zenerdioden SZ 505 bis SZ 522. Im Bereich $(20 \cdots 50)$ °C kann man ein lineares Ansteigen der Zenerspannung mit der Temperatur feststellen.

Im Bild 7 ist die Änderung der Zenerspannung U_z über der Temperatur ϑ für verschiedene Exemplare der Zenerdiode SZ 506 aufgetragen.

Bild 8 zeigt eine Schaltung zur Temperaturkompensation von Zenerdioden. R_k stellt einen Kompensationswiderstand mit positivem TK dar. Dieser kann z. B. aus Kupfer bestehen.

Es gilt

$$U_a = -U_D - I_a \cdot R_k \quad (15)$$

$$R_k = R_{k\,20}\,[\,1 + \alpha\,(\vartheta - 20\,\text{grd})] \quad (16)$$

$$U_D = U_{D\,20}\,[\,1 + \beta\,(\vartheta - 20\,\text{grd})] \quad (17)$$

$$\beta = \frac{U_{D\,20} - U_{D\,50}}{30\,\text{grd} \cdot U_{D\,20}} \quad (18)$$

Hierin bedeuten

α = TK des Kompensationswiderstandes
β = TK der Zenerdiode
$R_{k\,20}$ = R_K für ϑ = 20 °C
$U_{D\,20}$ = U_D für ϑ = 20 °C
$U_{D\,50}$ = U_D für ϑ = 50 °C

Damit wird

$$\Delta R_k = R_{k\,20} \cdot \alpha\,(\vartheta - 20\,\text{grd}) \quad (19)$$

$$\Delta U_D = \frac{1}{30\,\text{grd}}(U_{D\,20} - U_{D\,50})\,(\vartheta - 20\,\text{grd}) \quad (20)$$

Für vollständige Kompensation muß die Beziehung gelten

$$\Delta U_a = \Delta U_D - I_a \cdot \Delta R_k = 0 \quad (21)$$

Nach Einsetzen der Gln. (19) und (20) in Gl. (21) ergibt sich der erforderliche Kompensationswiderstand zu

$$R_{k\,20} = \frac{U_{D\,20} - U_{D\,50}}{30\,\text{grd} \cdot \alpha \cdot I_a} \quad (22)$$

Es ist wichtig, daß dieser Widerstand bei ϑ = 20 °C ausgemessen wird. Herrscht eine andere Raumtemperatur, so ist der Widerstandswert entsprechend Gl. (16) umzurechnen.

Es soll nun noch die erforderliche Genauigkeit des Widerstandes R_k ermittelt werden.

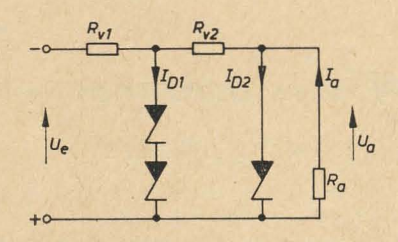


Bild 6: Kaskadenschaltung von Zenerdioden

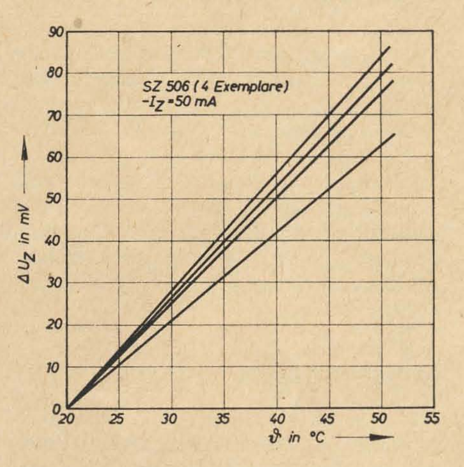


Bild 7: Änderung der Zenerspannung mit der Temperatur

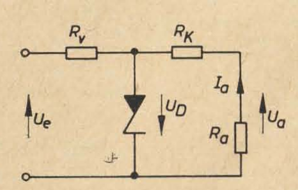


Bild 8: Schaltung zur Temperaturkompensation

Allgemein gilt

$$\frac{\Delta U_a}{U_a} = \frac{\Delta U_D - I_a \cdot \Delta R_k}{-U_D - I_a \cdot R_k} \quad (23)$$

Mit den Gln. (19) und (20) ergibt sich für ϑ = 50 °C

$$\frac{\Delta U_a}{U_a} = \frac{(U_{D\,20} - U_{D\,50}) - I_a \cdot R_k \cdot \alpha \cdot 30\,\text{grd}}{-U_D - I_a \cdot R_k} \quad (24)$$

In diese Beziehung wird nun die Toleranz von R_k eingeführt in der Form

$$R_k = R_{k\,20}\left(1 + \frac{\Delta R_{k\,20}}{R_{k\,20}}\right) \quad (25)$$

Damit wird

$$\frac{\Delta U_a}{U_a} = \frac{(U_{D20} - U_{D50}) - 30\,\mathrm{grd} \cdot \alpha \cdot I_a \cdot R_{k20}\left(1 + \frac{\Delta R_{k20}}{R_{k20}}\right)}{-U_D - I_a \cdot R_{k20}\left(1 + \frac{\Delta R_{k20}}{R_{k20}}\right)} \quad (26)$$

Nach Einführung von Gl. (22) in Gl. (26) ergibt sich die Beziehung

$$\frac{\Delta U_a}{U_a} = \frac{\frac{\Delta R_{k20}}{R_{k20}}}{\frac{-U_D}{U_{D20} - U_{D50}} - \frac{1}{30\,\mathrm{grd} \cdot \alpha}\left(1 + \frac{\Delta R_{k20}}{R_{k20}}\right)} \quad (27)$$

Da es sich in jedem Fall nur um kleine Toleranzen handelt, kann geschrieben werden

$$\frac{\Delta U_a}{U_a} \approx \frac{\frac{\Delta R_{k20}}{R_{k20}}}{\frac{-U_D}{U_{D20} - U_{D50}} - \frac{1}{30\,\mathrm{grd} \cdot \alpha}} \quad (28)$$

Abschließend muß noch darauf hingewiesen werden, daß sämtliche Untersuchungen nur für einen konstanten Laststrom I_a gelten. Da in Transistor-Stabilisatoren für die Vergleichsschaltung nur sehr geringe Ströme benötigt werden, ist diese Forderung in den meisten Fällen zu erfüllen.

Widerstandsanpassung mit Transistorverstärkern

HANS-JÜRGEN SCHILLER

Sollen zwei beliebige Vierpole aneinander angepaßt betrieben werden, so müssen oftmals große Übersetzungsverhältnisse realisiert werden. Der Einsatz von Übertragern verbietet sich bei sehr großen Differenzen zwischen den anzupassenden Widerständen, großen Absolutwerten der Widerstände oder großer Linearität über breite Frequenzbänder, so daß auf Röhren- oder Transistorschaltungen zurückgegriffen werden muß. Anpassungsvierpole dieser Art arbeiten gleichzeitig noch als Leistungsverstärker, da sie mindestens ein aktives Element enthalten. Sie haben allerdings den Nachteil, nicht umkehrbar zu sein.

Kollektorschaltung

Will man große Eingangs- und kleine Ausgangswiderstände erreichen, so eignet sich von den drei Grundschaltungen des Transistors die Kollektorschaltung am besten, da hier das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangswiderstand relativ groß ist. Bild 1 zeigt einen einstufigen Kollektorverstärker mit äquivalentem Wechselstromersatzschaltbild. Die Parameter der Kollektorschaltung werden am günstigsten erst in die geläufigeren der Emitterschaltung transformiert, ehe man die Betriebsgrößen der Schaltung mit den bekannten Gleichungen ermittelt.

$$h_{11}' = h_{11}$$
$$h_{12}' = 1$$
$$h_{21}' = -(1 + h_{21})$$
$$h_{22}' = h_{22}$$
$$\Delta h' = 1 + h_{21}$$

Für den Eingangswiderstand R_i gilt mit diesen Werten

$$R_i = \frac{h_{11} + (1 + h_{21})\,R_s}{1 + h_{22} \cdot R_s} \quad (1)$$

Kann der Summand $h_{22} \cdot R_s$ gegen Eins vernachlässigt werden ($R_s < 1\,k\Omega$), so erhält man den Eingangswiderstand angenähert aus $R_i \approx h_{11} + h_{21} \cdot R_s$.

Mit

$$\lim_{R_s \to \infty} R_i = \frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \quad (2)$$

zeigt sich, daß der max. erreichbare Eingangswiderstand bei etwa 1 MΩ liegt. Die praktisch sinnvolle obere Grenze von R_s liegt bei $h_{22} \cdot R_s = 1$, also bei $R_s \approx 10\,k\Omega$. Eine weitere Vergrößerung des Lastwiderstandes führt nur noch zu einer unwesentlichen Erhöhung des Eingangswiderstandes, da sich R_i mit wachsendem R_s dem Wert

$$R_i = \frac{1 + h_{21}}{h_{22}}$$

asymptotisch nähert.

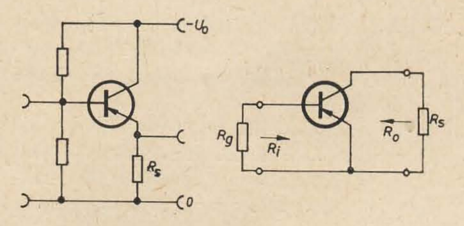


Bild 1: Kollektorschaltung mit äquivalentem Wechelstromersatzschaltbild

Der Ausgangswiderstand R_o des Transistorvierpols ist mit dem Generatorwiderstand R_g

$$R_o = \frac{h_{11} + R_g}{1 + h_{21} + h_{22} \cdot R_g} \quad (3)$$

Unter der Bedingung $R_i = R_g$ wird mit Gl. (1) der Ausgangswiderstand

$$R_o \approx \frac{R_s\,(h_{11} \cdot h_{22} + h_{21} + 1) + 2 \cdot h_{11}}{2 \cdot R_s \cdot h_{22}\,(1 + h_{21}) + h_{22} \cdot h_{11} + h_{21} + 1} \quad (4)$$

$$R_o = \frac{R_s \cdot h_{21} + 2 \cdot h_{11}}{(2 \cdot R_s \cdot h_{22} + 1)\,h_{21}} \qquad h_{22} \cdot h_{11} \ll 1,\; h_{21} \gg 1 \quad (5)$$

Mit wachsendem R_s strebt R_o dem Grenzwert

$$\lim_{R_s \to \infty} R_o = \frac{1}{2 \cdot h_{22}}$$

zu.

Für das Übersetzungsverhältnis $ü = R_i/R_o$ gilt

$$ü = \frac{2 \cdot R_s^2 \cdot h_{21}^2 \cdot h_{22} + R_s \cdot h_{21}\,(h_{21} + 2 \cdot h_{11} \cdot h_{22}) + h_{11} \cdot h_{21}}{R_s^2 \cdot h_{21} \cdot h_{22} + R_s\,(h_{21} + 2 \cdot h_{11} \cdot h_{22}) + 2 \cdot h_{11}} \quad (6)$$

Mit den Bedingungen, die zur Gl. (5) führten, wird das Übersetzungsverhältnis

$$ü \approx \frac{R_s \cdot h_{21}^2\,(2 \cdot R_s \cdot h_{22} + 1) + h_{11} \cdot h_{21}}{R_s \cdot h_{21}\,(R_s \cdot h_{22} + 1) + 2 \cdot h_{11}} \quad (7)$$

Das maximal realisierbare Übersetzungsverhältnis ist gegeben mit

$$\lim_{R_s \to \infty} ü = 2 \cdot h_{21}$$

Die Spannungsverstärkung V_u wird

$$V_u = \frac{(1 + h_{21})\,R_s}{h_{11} + (1 + h_{21})\,R_s} \quad (8)$$

$$V_u = \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{(1 + h_{21})\,R_s}}$$

Die Spannungsverstärkung ist unabhängig vom Außenwiderstand immer kleiner als Eins. Sie strebt mit wachsendem R_s dem Wert Eins entgegen, der praktisch mit $R_s > h_{11}$ erreicht ist.
Für die Stromverstärkung V_i gilt

$$V_i = \frac{1 + h_{21}}{1 + R_s \cdot h_{22}} \quad (9)$$

Ist die Bedingung $R_s \cdot h_{22} \ll 1$ erfüllt (gültig bis $R_s \approx 1\,k\Omega$), so kann $V_i \approx h_{21}$ gesetzt werden.
Ein Vergleich der Gleichungen (1) und (9) zeigt, daß für $(1 + h_{21})\,R_s \gg h_{11}$ der Eingangswiderstand der Beziehung $R_i = (1 + V_i)\,R_s$ gehorcht.
Das Produkt aus der Spannungs- und der Stromverstärkung ergibt die Leistungsverstärkung V_p

$$V_p = \frac{(1 + h_{21})^2 \cdot R_s}{(1 + R_s \cdot h_{22})\,[h_{11} + (1 + h_{21})\,R_s]} \quad (10)$$

Die Beziehung läßt sich vereinfachen zu

$$V_p = \frac{R_s \cdot h_{21}^2}{(1 + R_s \cdot h_{22})\,(h_{11} + R_s \cdot h_{21})} \qquad (11)$$

$h_{21} \gg 1$

Das Maximum der Leistungsverstärkung liegt bei

$$R_s = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot h_{21}}} \qquad (12)$$

Darlingtonschaltung

Eine wesentliche Vergrößerung des Übersetzungsverhältnisses läßt sich mit der Darlingtonschaltung erreichen, bei der der Ausgangswiderstand der 1. Stufe vom Eingangswiderstand der 2. Stufe gebildet wird. Bild 2 zeigt die Darlingtonschaltung und ihr Ersatzschaltbild.
Aus Bild 2 ist ersichtlich, daß die Darlingtonschaltung als Kettenschaltung zweier Vierpole aufgefaßt werden kann. Der erste Vierpol enthält den Transistor T_1 mit den Parametern h_1, der zweite den Transistor T_2 mit den Parametern h_2. Transformiert man die beiden Hybridmatrizen der Transistorvierpole in die Kettenform, so gilt

$$(\mathfrak{A}_1) = \begin{pmatrix} a_{111} & a_{112} \\ a_{121} & a_{122} \end{pmatrix} = \frac{1}{h_{121}} \begin{pmatrix} -\Delta h_1 & -h_{111} \\ -h_{122} & -1 \end{pmatrix}$$

$$(\mathfrak{A}_2) = \begin{pmatrix} a_{211} & a_{212} \\ a_{221} & a_{222} \end{pmatrix} = \frac{1}{h_{221}} \begin{pmatrix} -\Delta h_2 & -h_{221} \\ -h_{222} & -1 \end{pmatrix}$$

Die Kettenmatrix des Gesamtvierpols ist gleich dem Produkt der Einzelmatrizen.

$$(\mathfrak{A}) = (\mathfrak{A}_1) \cdot (\mathfrak{A}_2)$$

$$(\mathfrak{A}) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} a_{111} \cdot a_{211} + a_{112} \cdot a_{221} & a_{111} \cdot a_{212} + a_{112} \cdot a_{222} \\ a_{121} \cdot a_{211} + a_{122} \cdot a_{221} & a_{121} \cdot a_{212} + a_{122} \cdot a_{222} \end{pmatrix}$$

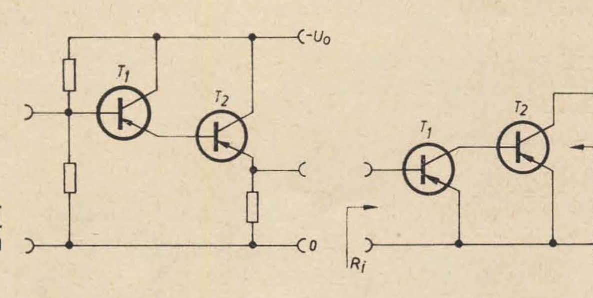


Bild 2: Darlingtonschaltung mit äquivalentem Ersatzschaltbild

Werden die a-Parameter der Einzelvierpole durch die entsprechenden h-Parameter ausgedrückt, so lauten die a-Parameter des Gesamtvierpols

$$a_{11} = \frac{\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222}}{h_{121} \cdot h_{221}}$$

$$a_{12} = \frac{\Delta h_1 \cdot h_{211} + h_{111}}{h_{121} \cdot h_{221}}$$

$$a_{21} = \frac{h_{122} \cdot \Delta h_2 + h_{222}}{h_{121} \cdot h_{221}}$$

$$a_{22} = \frac{h_{122} \cdot h_{211} + 1}{h_{121} \cdot h_{221}}$$

Führt man auch hier wieder die Parameter der Emitterschaltung ein und vereinfacht den praktischen Größenverhältnissen entsprechend, so gilt

$$a_{11} = \frac{(1 + h_{121})\,(1 + h_{221}) + h_{111} \cdot h_{222}}{(1 + h_{121})\,(1 + h_{221})} \approx 1$$

$$a_{12} = \frac{(1 + h_{121})\,h_{211} + h_{111}}{(1 + h_{121})\,(1 + h_{221})} \approx \frac{h_{121} \cdot h_{211} + h_{111}}{h_{121} \cdot h_{221}}$$

$$a_{21} = \frac{(1 + h_{221})\,h_{122} + h_{222}}{(1 + h_{121})\,(1 + h_{221})} \approx \frac{h_{221} \cdot h_{122} + h_{222}}{h_{121} \cdot h_{221}}$$

$$a_{22} = \frac{h_{122} \cdot h_{211} + 1}{(1 + h_{121})\,(1 + h_{221})} \approx \frac{1 + h_{122} \cdot h_{211}}{h_{121} \cdot h_{221}}$$

Mit den Elementen der a-Matrix gilt für den Eingangswiderstand

$$R_i = \frac{a_{12} + a_{11} \cdot R_s}{a_{22} + a_{21} \cdot R_s}$$

$$R_i = \frac{h_{121} \cdot h_{211} + h_{111} + R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221}}{1 + h_{122} \cdot h_{211} + R_s\,(h_{221} \cdot h_{122} + h_{222})} \qquad (13)$$

$$R_i \approx \frac{R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221} + h_{121} \cdot h_{211} + h_{111}}{R_s \cdot h_{221} \cdot h_{122} + h_{122} \cdot h_{211} + 1} \qquad (14)$$

Mit

$$\lim_{R_s \to \infty} R_i = \frac{h_{121}}{h_{122}} \qquad (15)$$

wird der Eingangswiderstand der Darlingtonschaltung gleich dem der Kollektorschaltung. Eine absolute Erhöhung des Eingangswiderstandes ist also mit dieser Schaltung nicht möglich. Die praktisch sinnvolle obere Grenze von R_s liegt hier aber schon bei etwa 1 kΩ.
Der Ausgangswiderstand R_o errechnet sich aus

$$R_o = \frac{a_{12} + a_{22} \cdot R_g}{a_{11} + a_{21} \cdot R_g}$$

$$R_o = \frac{h_{121} \cdot h_{211} + h_{111} + R_g\,(1 + h_{122} \cdot h_{211})}{h_{121} \cdot h_{221} + R_g\,(h_{221} \cdot h_{122} + h_{222})} \qquad (16)$$

Soll wieder die Bedingung $R_i = R_g$ gelten, so wird R_o

$$R_o \approx \frac{R_s \cdot h_{221} \cdot h_{121}\,(2 \cdot h_{122} \cdot h_{211} + 1) + 2 \cdot h_{121} \cdot h_{211}\,(1 + h_{122} \cdot h_{211})}{h_{121} \cdot h_{221}\,(2 \cdot h_{122} \cdot h_{211} + 1) + 2 \cdot R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221}^2 \cdot h_{122}} \qquad (17)$$

Mit wachsendem R_s strebt der Ausgangswiderstand dem Wert

$$\lim_{R_s \to \infty} R_o \approx \frac{1}{2 \cdot h_{121} \cdot h_{122}} \qquad (18)$$

entgegen.
Für das Übersetzungsverhältnis $ü = R_i/R_o$ gilt

$$ü \approx \frac{A_1 + A_2 + A_3}{A_4 + A_5 + A_6} \qquad (19)$$

Hierbei ist

$A_1 = 2 \cdot R_s^2 \cdot h_{121} \cdot h_{221}^3 \cdot h_{122}$
$A_2 = R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221}^2\,(4 \cdot h_{122} \cdot h_{211} + 1)$
$A_3 = h_{121} \cdot h_{211} \cdot h_{221}\,(2 \cdot h_{122} \cdot h_{211} + 1)$
$A_4 = R_s^2 \cdot h_{221}^2 \cdot h_{122}\,(2 \cdot h_{122} \cdot h_{211} + 1)$
$A_5 = R_s \cdot h_{221}\,(5 \cdot h_{122} \cdot h_{211} + 1)$
$A_6 = 2 \cdot h_{211}\,(1 + h_{122} \cdot h_{211})$

Das Übersetzungsverhältnis nähert sich mit größer werdendem R_s dem Wert

$$\lim_{R_s \to \infty} ü \approx 2 \cdot h_{121} \cdot h_{221} \qquad (20)$$

Gegenüber der Kollektorschaltung ist das Übersetzungsverhältnis um den Faktor h_{221} vergrößert. Praktisch ist mit $R_s \approx 1$ kΩ die obere Grenze von ü erreicht.
Mit den a-Parametern ergibt sich die Stromverstärkung V_i zu

$$V_i = \frac{1}{a_{22} + a_{21} \cdot R_s}$$

$$V_i = \frac{h_{121} \cdot h_{221}}{1 + h_{122} \cdot h_{211} + R_s\,(h_{221} \cdot h_{122} + h_{222})} \qquad (21)$$

$$V_i \approx \frac{h_{121} \cdot h_{221}}{1 + h_{122} \cdot h_{211} + R_s \cdot h_{221} \cdot h_{122}} \qquad (22)$$

Ein Vergleich von Gl. (14) und Gl. (22) zeigt, daß für $R_s \cdot h_{221} \gg h_{211}$ der Eingangswiderstand R_i der Beziehung $R_i = R_s \cdot V_i$ gehorcht.
Für die Spannungsverstärkung V_u gilt

$$V_u = \frac{R_s}{a_{12} + a_{11} \cdot R_s}$$

$$V_u = \frac{R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221}}{h_{121} \cdot h_{211} + h_{111} + R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221}} \qquad (23)$$

$$V_u = \frac{1}{1 + \dfrac{h_{111} + h_{121} \cdot h_{211}}{R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221}}} \qquad (24)$$

Die Spannungsverstärkung nähert sich dem Wert $V_u = 1$ mit wachsendem R_s, den sie bei $R_s \approx 1$ kΩ praktisch erreicht hat.
Für die Leistungsverstärkung, die wieder $V_p = V_i \cdot V_u$ ist, gilt

$$V_p = \frac{R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221}^2}{R_s \cdot h_{122} \cdot h_{221}\,(2 \cdot h_{211} + R_s \cdot h_{221}) + h_{211}\,(1 + h_{122} \cdot h_{211})} \qquad (25)$$

Das Maximum der Leistungsverstärkung liegt bei

$$R_s = \frac{1}{h_{221}} \sqrt{\frac{h_{211}\,(1 + h_{122} \cdot h_{211})}{h_{122}}}$$

Der absolute Wert von $R_{s\,opt}$ liegt damit etwa zwischen 10 und 100 Ω.

Basisschaltung

Seltener als die eingangs beschriebenen großen Übersetzungsverhältnisse müssen extrem kleine realisiert werden. Hierzu eignet sich am besten die Basisschaltung, die bei vorgegebenen Transistordaten auch noch die größte Bandbreite aufweist.
Bild 3 zeigt die Basisschaltung mit äquivalentem Ersatzschaltbild.

Auch hier sollen die Parameter der Emitterschaltung benutzt werden, so daß erst eine Transformation erforderlich ist

$$h_{11}'' = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$$

$$h_{12}'' = \frac{\Delta h - h_{12}}{1 + h_{21}}$$

$$h_{21}'' = \frac{-h_{21}}{1 + h_{21}}$$

$$h_{22}'' = \frac{h_{22}}{1 + h_{21}}$$

$$\Delta h'' = \frac{\Delta h}{1 + h_{21}}$$

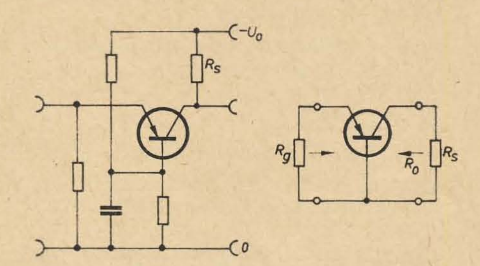


Bild 3: Basisschaltung mit äquivalentem Ersatzschaltbild

Für den Eingangswiderstand R_i gilt dann

$$R_i = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_s}{1 + h_{21} + h_{22} \cdot R_s} \tag{26}$$

$$R_i \approx \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_s}{1 + h_{21}} \qquad h_{22} \cdot R_s \ll h_{21} \tag{27}$$

Aus den beiden Grenzwerten

$$\lim_{R_s \to 0} R_i = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$$

und

$$\lim_{R_s \to \infty} R_i = \frac{\Delta h}{h_{22}} \tag{28}$$

ist zu erkennen, daß der Eingangswiderstand etwa zwischen 10 und $10^3\,\Omega$ liegen kann. Es ist nicht sinnvoll, $R_s < h_{11}/10\,\Delta h$ zu wählen, da dann durch die asymptotische Näherung an den Grenzwert keine wesentliche Verkleinerung von R_i mehr möglich ist.
Für den Ausgangswiderstand R_o der Schaltung gilt

$$R_o = \frac{h_{11} + R_g (1 + h_{21})}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g} \tag{29}$$

Führt man auch hier wieder $R_i = R_g$ ein, so wird der Ausgangswiderstand

$$R_o = \frac{h_{11} (1 + h_{21} + h_{22} \cdot R_s) + (1 + h_{21}) (h_{11} + \Delta h \cdot R_s)}{\Delta h (1 + h_{21} + h_{22} \cdot R_s) + h_{22} \cdot h_{11} + h_{22} \cdot \Delta h \cdot R_s} \tag{30}$$

$$R_o \approx \frac{(1 + h_{21}) (2 \cdot h_{11} + \Delta h \cdot R_s)}{\Delta h (1 + h_{21}) + h_{22} \cdot h_{11}} \tag{31}$$

Der Ausgangswiderstand bewegt sich zwischen den beiden Grenzwerten

$$\lim_{R_s \to 0} R_o = \frac{2 \cdot h_{11} (1 + h_{21})}{\Delta h (1 + h_{21}) + h_{22} \cdot h_{11}}$$

und

$$\lim_{R_s \to \infty} R_o = \frac{h_{11} \cdot h_{22} + \Delta h (1 + h_{21})}{2 \cdot \Delta h \cdot h_{22}} \tag{32}$$

Für das Übersetzungsverhältnis $ü = R_i/R_o$ gilt

$$ü \approx \frac{(h_{11} + \Delta h \cdot R_s) [\Delta h (1 + h_{21}) + h_{22} \cdot h_{11}]}{(1 + h_{21})^2 (2 \cdot h_{11} + \Delta h \cdot R_s)} \tag{33}$$

Das Minimum von ü liegt bei

$$\lim_{R_s \to 0} ü = \frac{\Delta h (1 + h_{21}) + h_{22} \cdot h_{11}}{2 (1 + h_{21})^2} \approx \frac{\Delta h}{2 (1 + h_{21})} \tag{34}$$

Für die Spannungsverstärkung gilt

$$V_u = \frac{h_{21} \cdot R_s}{h_{11} + \Delta h \cdot R_s} \tag{35}$$

Sie liegt für $0 < R_s < \infty$ zwischen 0 und $h_{21}/\Delta h$
Die Stromverstärkung V_i gehorcht der Beziehung

$$V_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{21} + h_{22} \cdot R_s} \tag{36}$$

V_i ist unabhängig vom Außenwiderstand immer kleiner 1.
Für $R_s \to 0$ geht $V_i \to 1$.
Die Leistungsverstärkung V_p ist wieder das Produkt $V_i \cdot V_u$

$$V_p = \frac{h_{21}^2 \cdot R_s}{(h_{11} + \Delta h \cdot R_s) (1 + h_{21} + h_{22} \cdot R_s)} \tag{37}$$

oder

$$V_p \approx \frac{h_{21}^2 \cdot R_s}{(h_{11} + \Delta h \cdot R_s) (h_{21} + h_{22} \cdot R_s)} \tag{38}$$

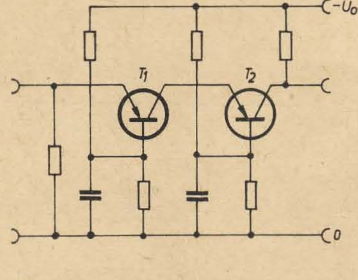
$h_{21} \gg 1$

Das Maximum der Leistungsverstärkung liegt bei

$$R_s = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot h_{21}}{h_{22} \cdot \Delta h}} \tag{39}$$

Kettenschaltung

Auch für zwei in Basisschaltung betriebene Transistoren läßt sich eine Kettenschaltung angeben. Ihre Schaltungseigenschaften verhalten sich zu denen der Darlingtonschaltung analog.
Bild 4 zeigt eine Kettenschaltung mit in Basisschaltung betriebenen Transistoren.



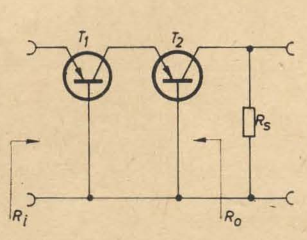


Bild 4: Kettenschaltung mit äquivalentem Ersatzschaltbild

Auch hier lassen sich die Eigenschaften des Gesamtvierpols aus dem Produkt der beiden einzelnen $\mathfrak{A}$-Matrizen ermitteln. Der erste Vierpol hat die Kettenmatrix

$$(\mathfrak{A}_1) = \begin{pmatrix} a_{111} & a_{112} \\ a_{121} & a_{122} \end{pmatrix} = \frac{1}{h_{121}} \begin{pmatrix} \Delta h_1 & h_{111} \\ h_{122} & 1 + h_{121} \end{pmatrix}$$

und für den zweiten Vierpol gilt

$$(\mathfrak{A}_2) = \begin{pmatrix} a_{211} & a_{212} \\ a_{221} & a_{222} \end{pmatrix} = \frac{1}{h_{221}} \begin{pmatrix} \Delta h_2 & h_{211} \\ h_{222} & 1 + h_{221} \end{pmatrix}$$

Die Kettenmatrix des Gesamtvierpols lautet

$$(\mathfrak{A}) = (\mathfrak{A}_1) \cdot (\mathfrak{A}_2)$$

$$(\mathfrak{A}) = \frac{1}{h_{121} \cdot h_{221}} \begin{pmatrix} \Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222} & \Delta h_1 \cdot h_{211} + h_{111} (1 + h_{221}) \\ h_{122} \cdot \Delta h_2 + (1 + h_{121}) h_{222} & h_{122} \cdot h_{211} + (1 + h_{121}) (1 + h_{221}) \end{pmatrix}$$

Vereinfacht man den praktischen Größenverhältnissen entsprechend, so gilt für die Elemente der $\mathfrak{A}$-Matrix

$$a_{11} = \frac{\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222}}{h_{121} \cdot h_{221}}$$

$$a_{12} = \frac{\Delta h_1 \cdot h_{211} + h_{111} \cdot h_{221}}{h_{121} \cdot h_{221}} \approx \frac{h_{111}}{h_{121}}$$

$$a_{21} = \frac{h_{122} \cdot \Delta h_2 + h_{121} \cdot h_{222}}{h_{121} \cdot h_{221}} \approx \frac{h_{222}}{h_{221}}$$

$$a_{22} = \frac{h_{122} \cdot h_{211} + h_{121} \cdot h_{221}}{h_{121} \cdot h_{221}} \approx 1$$

Mit diesen Elementen gilt für den Eingangswiderstand R_i

$$R_i = \frac{\Delta h_1 \cdot h_{211} + h_{111} \cdot h_{221} + R_s (\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222})}{h_{122} \cdot h_{211} + h_{121} \cdot h_{221} + (h_{122} \cdot \Delta h_2 + h_{121} \cdot h_{222}) R_s} \tag{40}$$

$$R_i \approx \frac{h_{111} \cdot h_{221} + R_s (\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222})}{h_{121} \cdot h_{221} + R_s \cdot h_{121} \cdot h_{222}} \tag{41}$$

$\Delta h \ll h_{21}$
$h_{11} \cdot h_{22} \ll h_{21}^2$

Bildet man wieder die beiden Grenzwerte

$$\lim_{R_s \to 0} R_i = \frac{h_{111}}{h_{121}}$$

und

$$\lim_{R_s \to \infty} R_i = \frac{\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222}}{h_{121} \cdot h_{222}}$$

so ist zu erkennen, daß für $R_s \to 0$ der Eingangswiderstand der Kettenschaltung gleich dem der einzelnen Basisschaltung ist. Für $R_s \to \infty$ hat er aber nur etwa den h_{121}-ten Teil des Widerstandes der ersten Schaltung.

Der Ausgangswiderstand R_o der Kettenschaltung wird

$$R_o = \frac{\Delta h_1 \cdot h_{211} + h_{111} \cdot h_{221} + R_g (h_{122} \cdot h_{211} + h_{121} \cdot h_{221})}{\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222} + R_g (h_{122} \cdot \Delta h_2 + h_{121} \cdot h_{222})} \tag{42}$$

$$R_o \approx \frac{h_{111} \cdot h_{221} + h_{121} \cdot h_{221} \cdot R_g}{\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222} + h_{121} \cdot h_{222} \cdot R_g} \tag{43}$$

Bei Anpassung $R_i = R_g$ gilt für den Ausgangswiderstand

$$R_o \approx \frac{h_{111} \cdot h_{221} \cdot B_1 + h_{121} \cdot h_{221} \cdot B_2}{B_3 \cdot B_1 + h_{121} \cdot h_{222} \cdot B_2} \qquad (44)$$

Hierbei sind

$$B_1 = h_{121} \cdot h_{221} + h_{121} \cdot h_{222} \cdot R_s$$
$$B_2 = h_{111} \cdot h_{221} + (\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222}) R_s$$
$$B_3 = \Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222}$$

Strebt R_s gegen einen der beiden Grenzwerte, so wird der dazugehörige Ausgangswiderstand

$$\lim_{R_s \to 0} R_o = \frac{2 \cdot h_{111} \cdot h_{221}}{2 \cdot h_{111} \cdot h_{222} + \Delta h_1 \cdot \Delta h_2} \qquad (45)$$

$$\lim_{R_s \to \infty} R_o = \frac{2 \cdot h_{111} \cdot h_{222} \cdot h_{221} + h_{221} \cdot \Delta h_1 \cdot \Delta h_2}{2 \cdot h_{222} (\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222})} \qquad (46)$$

Das Übersetzungsverhältnis $ü = R_i/R_o$ dieser Schaltung ist

$$ü \approx \frac{B_2 (B_3 \cdot B_1 + h_{121} \cdot h_{222} \cdot B_2)}{B_1 (h_{111} \cdot h_{221} \cdot B_1 + h_{121} \cdot h_{221} \cdot B_2)} \qquad (47)$$

Mit $R_s \to 0$ wird ü

$$\lim_{R_s \to 0} ü = \frac{2 \cdot h_{111} \cdot h_{222} + \Delta h_1 \cdot \Delta h_2}{2 \cdot h_{121} \cdot h_{221}} \qquad (48)$$

Gegenüber der Basisschaltung hat sich ü etwa um h_{221} verkleinert. Während $ü_{min}$ bei der Basisschaltung erst mit $R_s < 100\,\Omega$ erreichbar ist, braucht bei der Kettenschaltung R_s kaum $< 5\,k\Omega$ gewählt zu werden.
Die Stromverstärkung gehorcht der folgenden Gleichung

$$V_i = \frac{h_{121} \cdot h_{221}}{h_{122} \cdot h_{211} + h_{121} \cdot h_{221} + R_s (h_{122} \cdot \Delta h_2 + h_{121} \cdot h_{222})} \qquad (49)$$

$$V_i \approx \frac{h_{121} \cdot h_{221}}{h_{121} \cdot h_{221} + h_{121} \cdot h_{222} \cdot R_s} \qquad (50)$$

Die Stromverstärkung nähert sich mit kleiner werdendem R_s dem Wert 1, den sie bei $R_s \leq 10\,k\Omega$ etwa erreicht hat.
Für die Spannungsverstärkung gilt die Beziehung

$$V_u = \frac{R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221}}{\Delta h_1 \cdot h_{211} + h_{111} \cdot h_{221} + R_s (\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222})} \qquad (51)$$

$$V_u \approx \frac{R_s \cdot h_{121} \cdot h_{221}}{B_2} \qquad (52)$$

Die Leistungsverstärkung der Schaltung ist

$$V_p \approx \frac{R_s \cdot h_{121}^2 \cdot h_{221}^2}{B_1 \cdot B_2} \qquad (53)$$

Das Maximum der Verstärkung liegt auch hier außerhalb des größten Übersetzungsverhältnisses. Für $R_{s\,opt}$ gilt

$$R_{s\,opt} = h_{221} \sqrt{\frac{h_{111}}{h_{222} (\Delta h_1 \cdot \Delta h_2 + h_{111} \cdot h_{222})}} \qquad (54)$$

Literatur

Schiller, H.-J.: Die Berechnung gegengekoppelter Transistorverstärker. radio und fernsehen 11 (1963) H. 1 S. 22

Shea, R. F.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1961

Vereinfachtes Verfahren zur Messung der Schaltzeitkonstanten von Transistoren

P. SCHÜTZE

Mitteilung aus dem Kenndatenlabor des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) — Betriebsteil Stahnsdorf

Einleitung

Zu den dynamischen Eigenschaften von Transistoren gehören bei Impulssteuerung die Schaltzeiten. Man unterscheidet die Verzögerungszeit „t_d", die Anstiegszeit „t_r", die Speicherzeit „t_s" und die Abfallzeit „t_f" (Bild 1). Diese Größen sind bei Großsignalbetrieb von der Schaltungsauslegung und den anliegenden Amplituden abhängig. Für den Anwender ist es vielfach von Interesse, genauere Aussagen über diese Parameter zu erhalten. Um nicht für jede angegebene Zeit die Meßschaltung angeben zu müssen, gehen viele Transistorhersteller in jüngerer Zeit dazu über, eine Vereinheitlichung herbeizuführen. Da immer der ungünstigste Fall angenommen werden sollte (abgesehen von reinen Propagandawerten), ist man vielfach zur Stromsteuerung in Emitterschaltung übergegangen, deren Bedingungen sich auch am leichtesten erfüllen lassen ($R_{i\,gen} \gg R_{E\,Tr}$), Bild 2.

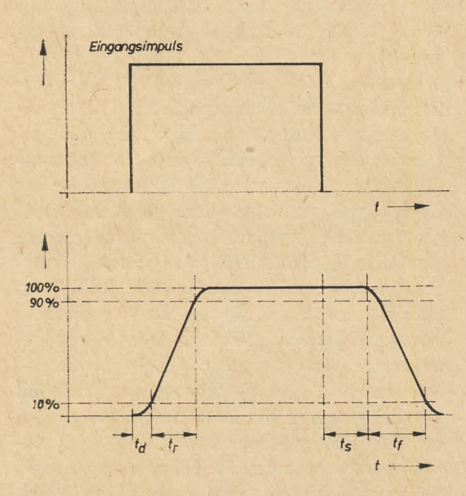


Bild 1: Kollektorimpuls eines als Schalter betriebenen Transistors

Die Schaltzeiten werden im Labor mit Hilfe von Oszillografen gemessen. Der Geräteaufwand für solche Messungen ist sehr groß und verteuert sich mit zunehmender Grenzfrequenz der Transistoren. Für die hier zu untersuchenden Muster ($f_T \leq 25$ MHz) ist der Impulsmeßplatz vom VEB Meßelektronik Berlin (Bild 3) vorhanden.

Für Produktionsmessungen wurden im VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O. Schaltzeitmeßplätze benötigt, die möglichst einfach im Aufbau und auch von angelernten Kräften zu bedienen sind. Es stand also die Forderung, einen Meßplatz aufzubauen bzw. ein Zusatzgerät zu entwickeln, das die obengenannten Forderungen erfüllt und Aussagen über Anstiegs- und Speicherzeit machen läßt.

Meßprinzip

Aus den in der Literatur angegebenen Schaltungen zur Schaltzeitmessung wurde eine von D. G. Paterson [1] angegebene ausgewählt, mit deren Hilfe die Anstiegszeit t_r

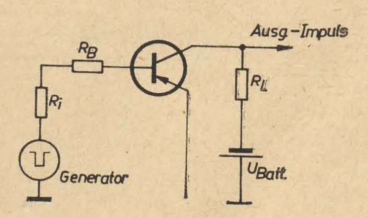


Bild 2: Meßschaltung eines Schalttransistors

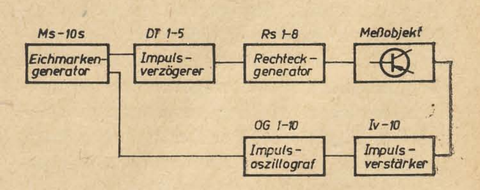


Bild 3: Impulsmeßplatz vom VEB Meßelektronik Berlin

und die Speicherzeit t_s bei Stromsteuerung in Emitterschaltung direkt ablesbar ermittelt werden kann. Gegenüber der Originalschaltung sind in vorliegender Arbeit einige

Veränderungen und Erweiterungen vorgenommen worden.

In der Meßmethode zur Ermittlung der Anstiegszeit t_r wird von der Tatsache ausgegangen, daß die Flankenneigung zwischen 10% und 90% (Anstieg) bzw. auch zwischen 90% und 10% (Abfall) annähernd gleich ist (vgl. Küpfmüller). Differenziert man den Kollektorimpuls, ergeben sich positive und negative Spitzen, deren Amplitude ein Maß für die Neigung und damit auch für die Zeit des Anstiegs bzw. Abfalls ist.

Zur Messung wird ein entsprechend geeichter Spitzenspannungsmesser verwendet (Bilder 4 und 5).

Zur Anzeige der Speicherzeit wird folgendes Verfahren angewendet: Der Transistor wird durch den Eingangsimpuls übersteuert. Dem

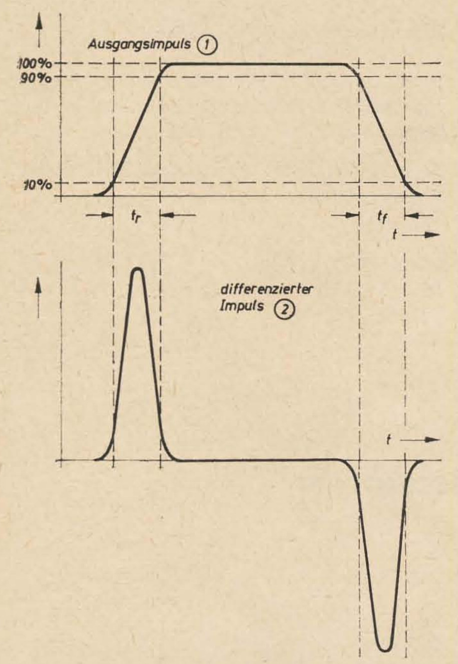


Bild 4: Kollektorimpuls und differenzierter Kollektorimpuls eines Schalttransistors

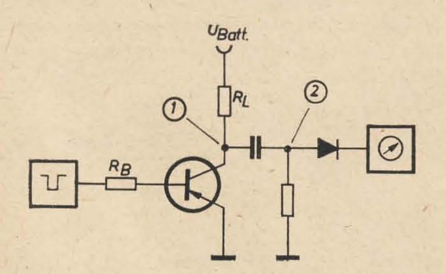


Bild 5: Meßschaltung zur Ermittlung der Anstiegszeit

Ausgangsimpuls, der gegenüber dem Eingangsimpuls um die Speicherzeit t_s verlängert ist, wird der Eingangsimpuls mit gleicher Amplitude und umgekehrtem Vorzeichen überlagert und der Ausgangsimpuls dadurch z. T. gelöscht. Der Restimpuls gelangt zur Anzeige und wird als Maß der Speicherzeit verwendet (Bilder 6 und 7).

Da zur Ermittlung der Anstiegszeit eine Spitzenspannungsmessung vorgenommen werden muß, die Speicherzeit jedoch eine Mittelwertanzeige erforderlich macht — es soll ja die Dachlänge ermittelt werden —, wurde die Schaltung so ausgelegt, daß beide Messungen durch ein Verfahren ermöglicht werden. Es handelt sich also um einen Anzeigeverstärker, der zwischen der reinen Spitzengleichrichtung und der Mittelwertgleichrichtung arbeitet. Durch Fehlerabschätzung und zahlreiche Versuche wurde ermittelt, daß die Fehlergrößen vernachlässigbar klein gegenüber den prinzipbedingten Fehlern sind. Da nicht mit reiner Spitzenwertgleichrichtung gearbeitet wird, geht natürlich das Tastverhältnis auf die Messung ein. Der Rechteckgenerator wurde so eingestellt, daß bei einer Folgefrequenz von $f = 10$ kHz mit einem Tastverhältnis von $V_T \approx 1:10$ gearbeitet wurde. Abweichungen von $\pm$ 20% vom Tastverhältnis beeinflussen das Meßergebnis nicht. Bei der Wahl des Tastverhältnisses wurde das thermische Verhalten der Transistoren mit berücksichtigt.

Da zur Angabe der direkten Schaltzeiten (t_r; t_s) in jedem Falle der Übersteuerungsfaktor „m" gehört, wurde dazu übergegangen, Schaltzeitkonstanten (τ_i; τ_s) anzugeben.

$$\tau_i = \frac{t_r}{\ln \frac{m - 0{,}1}{m - 0{,}9}} \qquad (1)$$

$$\tau_s = \frac{t_s}{\ln m} \qquad (2)$$

Wie man erkennt, erscheint in beiden Gleichungen der Übersteuerungsfaktor „m".

$$m = \frac{B \cdot I_B}{I_C} \qquad (3)$$

Um die Schaltzeitkonstanten τ_i und τ_s bestimmen zu können, müssen also die Gleichstromverstärkung B und der Kollektor- und Basisstrom bekannt sein.

Der Kollektorstrom I_C wird durch Batteriespannung, Sättigungsspannung und Kollektorwiderstand festgelegt.

$$I_C = \frac{U_{Batt} - U_{CE\,sat}}{R_L} \qquad (4)$$

Da es sich um ein reines Produktionsmeßgerät handelt, wurden zur Festlegung der Gleichstromverstärkung B die üblichen Gruppierungen herangezogen.

Gruppe I: B = 32 — 50
Gruppe II: B = 50 — 80
Gruppe III: B = 80 — 130
Gruppe IV: B = 130 — 210

Diese Gruppen sind so aufgebaut, daß sie sich jeweils um den Faktor ≈ 1,6 vergrößern. Bei einem festzulegenden geometrischen Mittel für jede Gruppe ist damit gewährleistet, daß die Fehlergrenzen gleich groß sind. Der Basisstrom I_B kann für jeden Übersteuerungsfaktor „m" berechnet werden. Zur Erleichterung der Eichung des Gerätes wurde festgelegt, daß

$$\tau_i = t_r \quad \text{und} \quad \tau_s = t_s$$

Die Gleichungen gelten, wenn

$$\ln \frac{m_1 - 0{,}1}{m_1 - 0{,}9} = 1 \quad \text{bzw.} \quad \ln m_2 = 1$$

$$m_1 = 1{,}365 \qquad m_2 = e = 2{,}718$$

$$m_1 \approx \frac{m_2}{2} \qquad (5)$$

Um eine möglichst reine Stromsteuerung zu erreichen (Forderung $R_{i\,gen} > R_{E\,Tr}$), wurde außerdem festgelegt, daß

$$R_B \geqq 5\ k\Omega$$

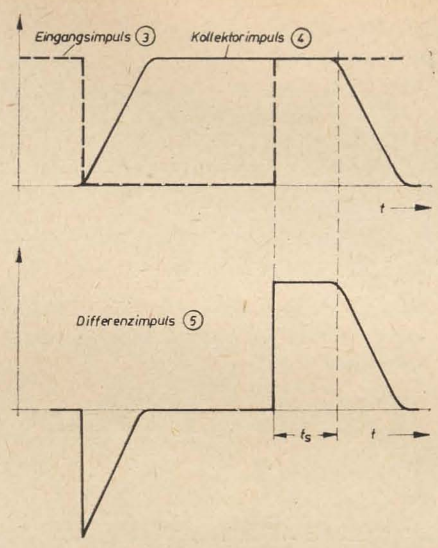


Bild 6: Kollektorimpuls und gegengeschalteter Eingangsimpuls nebst resultierendem Differenzimpuls eines Schalttransistors

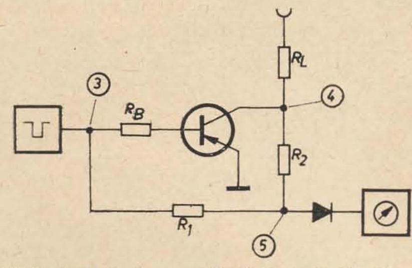


Bild 7: Meßschaltung zur Ermittlung der Speicherzeit

Das heißt, über Gl. (3) und Gl. (5) ergibt sich für

$$R_{B1} = 10\ k\Omega; \quad R_{B2} = 5\ k\Omega$$

Die kleinste Gleichstromverstärkung B erfordert bei festliegendem Kollektorstrom I_C den größten Basisstrom I_B bzw. am Basiswiderstand R_B die größte Spannung.

Über Gl. (3) läßt sich für

$$U_{RB} = \frac{R_B \cdot m \cdot I_C}{B} \qquad (6)$$

setzen.

Durch einen Spannungsteiler lassen sich von der höchsten Spannung die anderen herunterteilen und damit den für die jeweilige Gruppe notwendigen Basisstrom bzw. Übersteuerungsfaktor einstellen. Der Spannungsteiler sollte so ausgelegt sein, daß in jeder Schalterstellung ein Eingangswiderstand festliegt, der dem R_i des Generators entspricht.

Wesentlich für die Genauigkeit des Verfahrens ist die Einhaltung der Generatorausgangsspannung, da sie direkt auf die Übersteuerung eingeht. Durch ein Brückenabgleichverfahren wird die Differenz für die Speicherzeit ermittelt und gleichzeitig die richtige Eingangsspannungsamplitude garantiert. Die Kontrolle erfolgt mit einem Oszillografen. Aus der Prinzipschaltung (Bild 7) ist speziell nochmals die Eichbrücke herausgezogen worden (Bild 8). Der Rechteckgenerator hat die über Gl. (6) ermittelte Spannung $U_{RB} \mathrel{\hat=} U_G$ abzugeben, während der Prüfling von der Batteriespannung U_{Batt} bis zur Sättigungsspannung $U_{CE\,sat}$ durchgesteuert wird und die der Eingangsspannung entgegengerichtete Spannung U_T liefert. Diesen beiden Spannungen müssen die Wider-

stände R_1 und R_2 im anderen Brückenzweig entsprechen, wenn ein Nullabgleich möglich sein soll. Da beide Spannungen bekannt sind, kann man auch leicht das Widerstandsverhältnis ermitteln

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_G}{U_T} \qquad (7)$$

$$U_T = U_{Batt} - U_{CE\ sat}$$

Durch Kontrolle der Eingangsspannung vor der Messung der Speicherzeitkonstante ist auch gleichzeitig die richtige Spannung bei der Anstiegszeitkonstantenmessung garantiert.

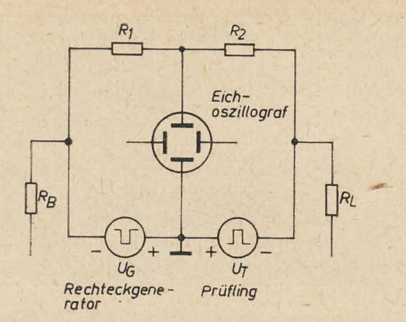


Bild 8: Brückenschaltung zur genauen Differenzbildung und Eichung der Eingangsspannung

Fehlerbetrachtung

Da innerhalb einer B-Gruppe — wie oben gesagt wurde — ein Steigerungsfaktor von 1,6 festliegt, der Übersteuerungsfaktor und damit die Schaltzeitkonstanten aber nur für einen Punkt innerhalb der B-Grenzen festliegen, ist das Meßverfahren von vornherein mit einem erheblichen Meßfehler behaftet. Dieser Fehler soll hier näher betrachtet werden. Zu diesem Zweck wurden Diagramme angefertigt, die in Abhängigkeit von der normierten relativen B-Abweichung die Abweichungen der normierten Zeitkonstanten angeben (Bilder 9 und 10). Aus diesen Diagrammen erkennt man, daß innerhalb einer B-Gruppe folgende Abweichungen auftreten können:

a) für die Emitterschaltungszeitkonstante τ_i:
   $+ 45\% - 37,5\%$
   in den normalen B-Grenzen
   $+ 67,5\% - 48\%$
   bei 10% Überlappungsfehler

b) für die Speicherzeitkonstante τ_s:
   $+ 30\% - 20\%$
   in den normalen B-Grenzen
   $+ 51\% - 24\%$
   bei 10% Überlappungsfehler

Da die B-Gruppen aus der Fertigungsmessung hervorgehen und schwerlich verändert werden können, muß dieser Toleranzbereich hingenommen werden. Angebracht erscheint es, den Mittelwert zu verschieben, um gleich große Toleranzen nach oben und unten zu erhalten. Zu diesem Zwecke wurden die Basiswiderstände R_{B1} und R_{B2} und damit die Übersteuerungsfaktoren m_1 und m_2 nochmals geändert.

$$\tau_i \rightarrow m_1 = 1,44 \triangleq R_{B1} = 9,5\ k\Omega$$
$$\tau_s \rightarrow m_2 = 2,5 \triangleq R_{B2} = 5,5\ k\Omega$$

Die prinzipbedingten Fehler können jetzt innerhalb der normalen B-Grenzen für $\tau_{i\ max} \pm 42\%$ und für $\tau_{s\ max} \pm 25\%$ betragen.

Da zu diesem Fehler noch der übliche Meßgerätefehler von etwa 5% bis 10% und der Eichfehler von etwa 10% bis 15% hinzukommen — das direkt anzeigende Gerät muß mittels der oszillografischen Methode geeicht werden —, kann im ungünstigsten Falle der Fehler in die Größenordnung des eigentlichen Meßwertes kommen. Vergleicht man jedoch Geräte- und Zeitaufwand des oszillografischen Verfahrens mit dem beschriebenen, so wird man dem letzteren als reine Produktionsmessung den Vorzug geben müssen.

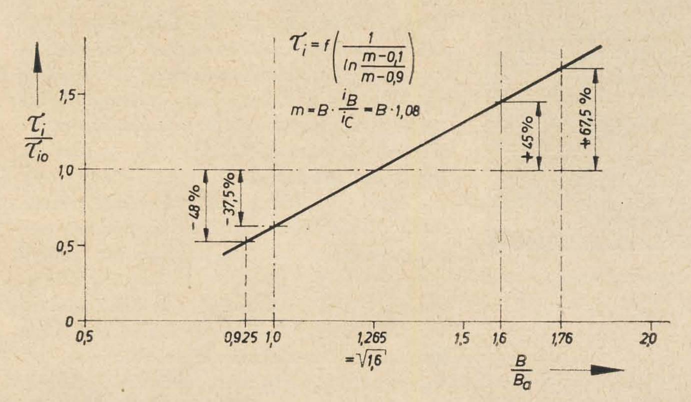


Bild 9: Abweichung der normierten Anstiegszeitkonstante als Funktion des normierten B-Wertes

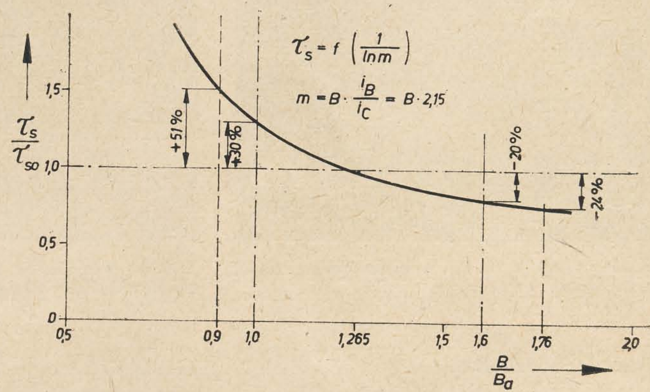


Bild 10: Abweichung der normierten Speicherzeitkonstante als Funktion des normierten B-Wertes

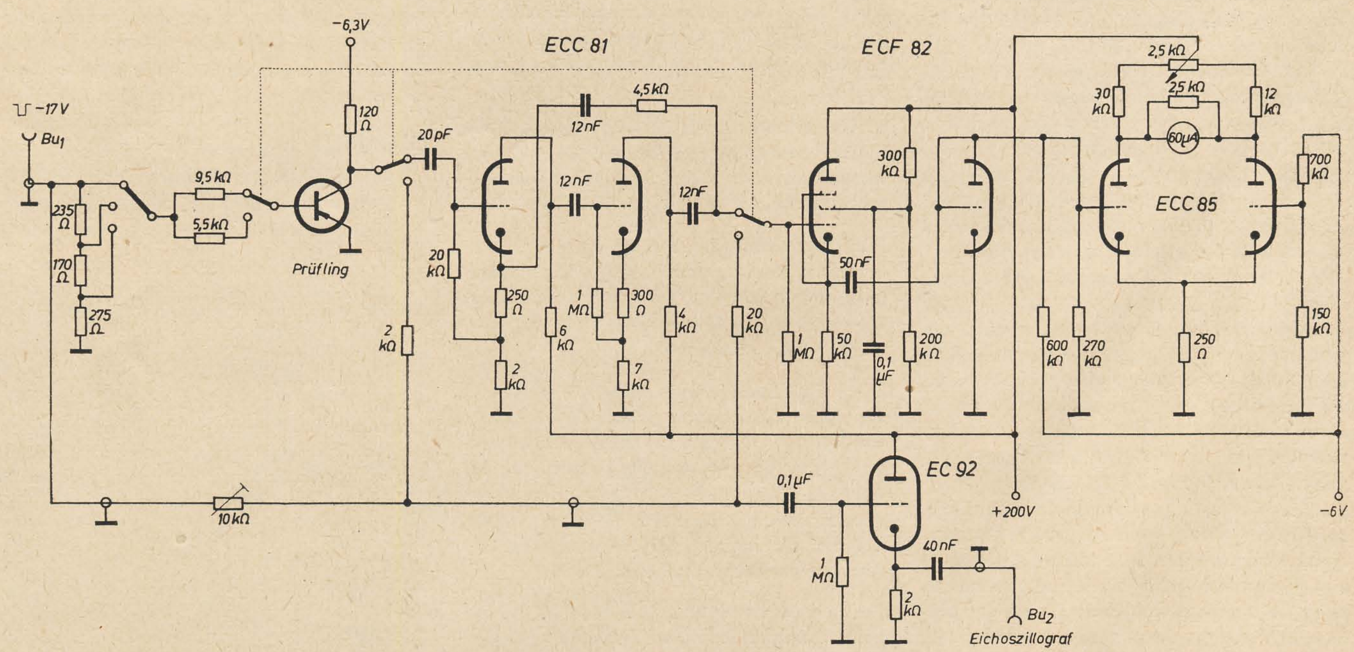


Bild 11: Stromlaufplan des Schaltzeitkonstantenmeßgerätes für den Schalttransistor OC 874

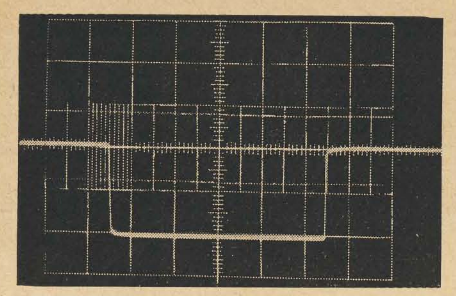


Bild 12: Ausgangsimpuls RS 1—8, Impulslänge = 10 μs; Zeitmaßstab: 2 μs/cm

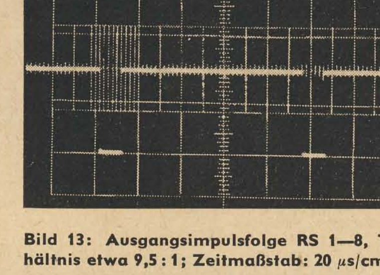


Bild 13: Ausgangsimpulsfolge RS 1—8, Tastverhältnis etwa 9,5 : 1; Zeitmaßstab: 20 μs/cm

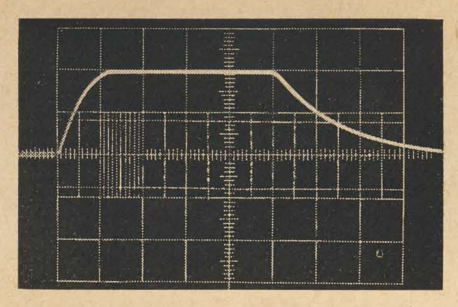


Bild 14: Kollektorimpuls des Prüflings; Zeitmaßstab: 2 μs/cm

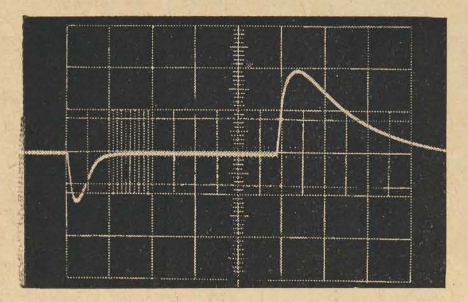


Bild 15: Differenzimpuls zur Ermittlung von τ_s; Zeitmaßstab: 2 μs/cm

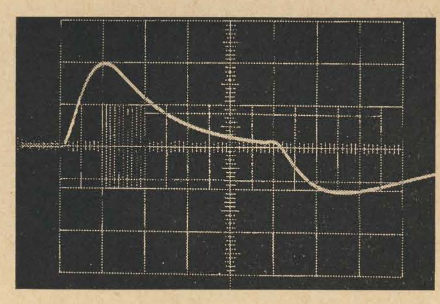


Bild 16: Differenzierter und verstärkter Impuls zur Ermittlung von τ_i; Zeitmaßstab: 2 μs/cm

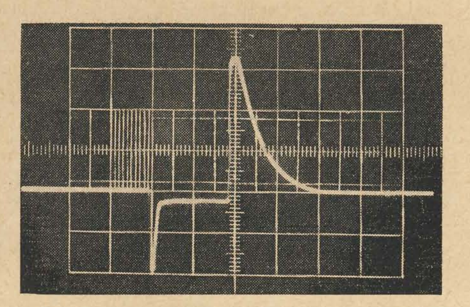


Bild 17: Eichimpuls, wie er an Bu_2 entnommen werden kann; Ausgangsspannung vom RS 1—8 zu groß; Zeitmaßstab: 5 μs/cm

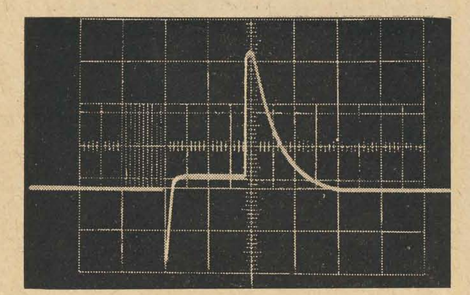


Bild 18: Wie Bild 17; Ausgangsspannung zu klein; Zeitmaßstab: 5 μs/cm

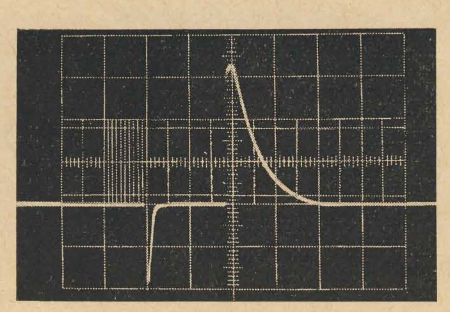


Bild 19: Wie Bild 17; Ausgangsspannung richtig eingestellt; Zeitmaßstab: 5 μs/cm

Realisierte Schaltung

Nach den behandelten Gesichtspunkten wurden in der elektronischen Abteilung des Instituts für Halbleitertechnik zwei Geräte aufgebaut, und zwar je eins speziell für die Schalttransistortypen OC 874 und GS 110 bis 111. Die beiden Geräte unterscheiden sich in der Arbeitspunkteinstellung für den Prüfling. Während die Zeitkonstanten beim OC 874 bei $I_C = 50$ mA gemessen werden, liegt der Arbeitspunkt beim GS 110 ··· 111 bei $I_C = 200$ mA. Schaltungsmäßig stimmen beide Geräte vollkommen überein; einige Widerstandswerte sind unterschiedlich.

Bild 11 zeigt den Stromlaufplan des Meßteiles.

Die Impulse zur Auswertung werden am Kollektor des Prüflings abgenommen. Zur Ermittlung der Anstiegszeitkonstante reicht die Amplitude des differenzierten Impulses nicht mehr aus; deshalb wird dem Differenzierglied ein zweistufiger Verstärker nachgeschaltet. Auf diesen folgt ein Katodenverstärker mit nachfolgender Gleichrichterdiode, in der die unerwünschte negative Impulsspitze abgeschnitten wird. Zum Schluß folgt eine Doppeltriode in Kompensationsschaltung als Anzeigeverstärker. Durch entsprechende Vorspannungen wird der Meßbereich, gemäß den Erfordernissen, gedehnt.

Bei der Messung der Speicherzeitkonstanten wird der zweistufige Verstärker umgangen und der Differenzimpuls direkt auf den Katodenverstärker gegeben. Über eine Trennstufe kann der Differenzimpuls gleichzeitig zur Eichung der Eingangsamplitude abgenommen und auf einen Oszillografen gegeben werden.

In den Bildern 12 bis 19 sind einige Impulsbilder wiedergegeben, die die Arbeitsweise veranschaulichen sollen; außerdem eine Gesamtansicht des Meßplatzes (Bild 20).

Die Stromversorgung besteht aus einer Hoch- und einer Niederspannungsseite. Die elektronisch geregelte Hochspannungsseite liefert $U_b = 200$ V als Betriebsspannung für Verstärker- und Anzeigeteil.

Die Niederspannungsseite liefert 2 × 6 V, ebenfalls elektronisch stabilisiert. Einmal werden 6 V Gleichspannung, belastbar bis zu $I_{max} = 300$ mA, als Arbeitsspannung für das Meßobjekt gebraucht, zum anderen werden, unabhängig von der ersten Stromquelle, 6 V Gleichspannung zur Kompensation des Anzeigeverstärkers benötigt.

Da die Stromversorgung als bekannt vorausgesetzt werden kann, wird auf eine Wiedergabe des Stromlaufplans verzichtet.

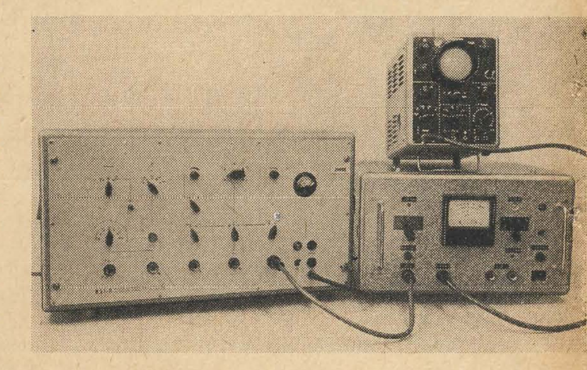
Zusammenfassung

Für die Beurteilung von Schalttransistoren sind u. a. die Schaltzeiten von besonderem Interesse. Für viele Anwender ist es unerläßlich, die Schaltzeiten (Verzögerungszeit t_d; Anstiegszeit t_r; Speicherzeit t_s; Abfallzeit t_f) zu kennen, um sie berücksichtigen zu können. Im Labor werden die Zeiten oszillografisch ermittelt. Da diese zeitaufwendige Meßmethode außerdem einen umfangreichen Gerätepark erfordert, ist sie nur für Laborserien bzw. für Messungen an kleinen Stückzahlen anwendbar. Bei großen Stückzahlen, wie sie bei Produktionsmessungen und auch Typprüfungen vorkommen, mußte eine Methode gefunden werden, die mit geringem Gerätepark auch angelernten Meßkräften die Arbeit ermöglicht. Für mittelschnelle pnp-Schalttransistoren ($f_T \leq 25$ MHz) wurde ein Verfahren entwickelt, das es gestattet, die Anstiegs- und die Speicherzeitkonstante für Stromsteuerung, direkt ablesbar, zu ermitteln.

Literatur

[1] Paterson, D. G.: Production Method for Measurement of Rise, Fall and Storage Time. Semicond. Prod. Okt. 1959, S. 35—36.

Bild 20: Gesamtansicht des Schaltzeitmeßplatzes



K. STURM

Kaltkatoden-Dekadenzählröhren Z 562 S Z 563 C Z 564 S Z 572 S

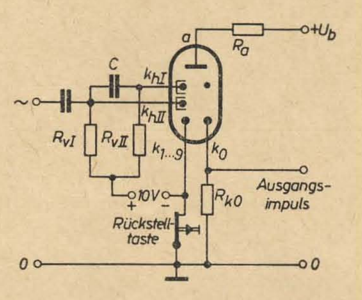
Kaltkatoden-Dekadenzählröhren haben sich zum Zählen elektrischer Impulse in der Technik gut bewährt. Ihre grundsätzlichen Eigenschaften, der Wegfall der Heizung, die große Lebensdauererwartung und die hohe Konstanz der elektrischen Werte, sind vor allem dort von besonderem Interesse, wo Geräte und Anlagen mit einer größeren Anzahl Kaltkatoden-Dekadenzählröhren zu bestücken sind.

Die Röhren sind mit Edelgas gefüllt und arbeiten im Gebiet der Glimmentladung. Sie besitzen zehn stabförmige Haupt- und zweimal zehn Nebenkatoden, die kreisförmig um die Anode angeordnet sind. Bei den Typen Z 562 S, Z 564 S und Z 572 S sind entsprechend dem Verwendungszweck als Schaltröhre die Hauptkatoden getrennt herausgeführt. Bei der Z 563 C liegen die Katoden k_1 bis k_9 an einem Sockelstift. Der Schaltzustand ist bei den Röhren durch Glimmlichtbedeckung der jeweiligen Hauptkatode zu erkennen. Die Z 572 S ist außerdem mit zehn Schaltanoden ausgerüstet und eignet sich somit zur direkten Ansteuerung von Ziffernanzeigeröhren.

Die Röhren können in Produktionszählern, Zählgeräten der Kerntechnik sowie in elektronischen Rechenmaschinen eingesetzt werden. Sie sind für Vor- und Rückwärtszählung geeignet.

Die Typen Z 562 S, Z 563 C und Z 572 S sind für Zählfrequenzen bis max. 5 kHz, die Z 564 S ist bis max. 25 kHz ausgelegt.

Die Betriebslage der Röhren ist beliebig.



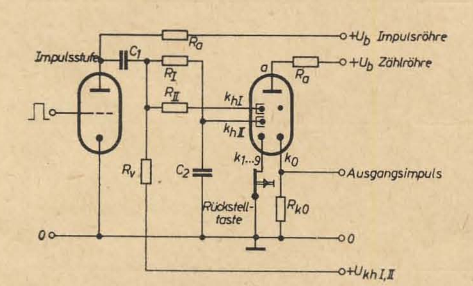
Prinzipschaltung der Z 562 S, der Z 563 C und der Z 564 S für Steuerung durch Sinusspannungen



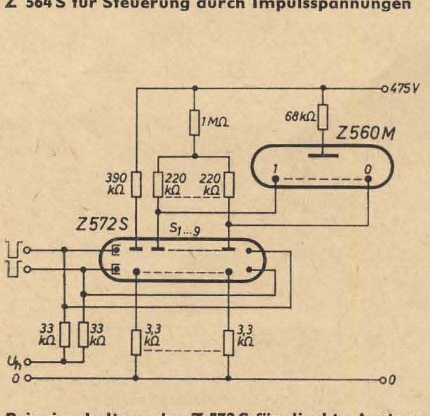
Kaltkatoden-Dekadenzählröhre Z 562 S



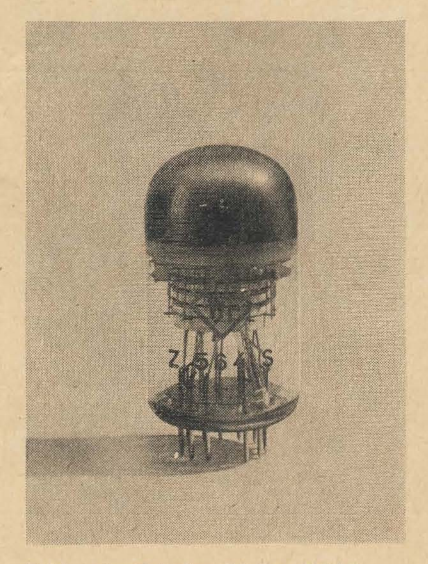
Kaltkatoden-Dekadenzählröhre Z 563 C



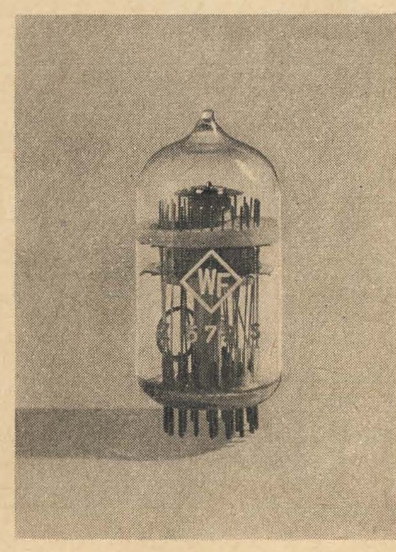
Prinzipschaltung der Z 562 S, der Z 563 C und der Z 564 S für Steuerung durch Impulsspannungen



Prinzipschaltung der Z 572 S für direkte Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhre Z 560 M



Kaltkatoden-Dekadenzählröhre Z 564 S



Kaltkatoden-Dekadenzählröhre Z 572 S

Technische Daten

	Z 562 S	Z 563 C	Z 564 S[1]	Z 572 S[1]
Sockel	13-Stift-Spezialsockel	Magnovalsockel	13-Stift-Spezialsockel	27-Stift-Spezialsockel
Gewicht in p	≈ 25	≈ 25	≈ 25	≈ 30
Röhrenstandard	TGL 200-8133	TGL 200-8133	TGL in Vorbereitung	TGL in Vorbereitung
KENNWERTE				
Zündspannung U_z in V	300	300	350	
Brennspannung U_B in V	190	190	195	240
	($I_k = 300\ \mu A$)	($I_k = 300\ \mu A$)	($I_k = 800\ \mu A$)	($I_a = 650\ \mu A$)
Spannungen an den Schaltanoden bei Belastung (I_a = 2 mA) $U_{s\,a}$ in V				225
BETRIEBSWERTE				
Betriebsspannung U_b in V	450	450	475	475
Anodenwiderstand R_a in kΩ	750	750	300	390
Anodenstrom I_a in mA				0,65
Schaltanodenstrom $I_{s\,a}$ in mA				2,0
Katodenwiderstand R_{k0} in kΩ	120	120	47	3,3
Katodenstrom I_k in mA	0,35	0,35	0,8	
Ausgangsimpuls u_{k0p} in V	35	35	35	
Signalimpulsspannung u_p in V			—150	—150
Signalimpulsdauer t_p in μs			18	100
Rückstellspannung U_r in V			—140	—100
Bei sinusförmigem Signal				
positive Vorspannung der Hilfskatodengruppen I und II $U_{kh\,I,\,II}$ in V	10	10		
Signalspannung U_{eff} in V	40 ··· 70	40 ··· 70		
Bei impulsförmigem Signal				
positive Vorspannung der Hilfskatodengruppen I und II $U_{kh\,I,\,II}$ in V	40	40		
Impulsdauer t_p in μs	75	75		
Signalspannung u_p in V	100	100		
GRENZWERTE				
Zählfrequenz $f_{zähl\,max}$ in kHz	5	5	25	5
minimaler Abstand zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen in μs	200	200		
Impulsdauer $t_{p\,min}$ in μs	50	50		
Betriebsspannung $U_{b\,min}$ in V	375	375	400	440
positive Vorspannung der Hilfskatodengruppen I und II $U_{kh\,II,\,I\,min}$ in V	35[2]	35[2]		
negative Vorspannung der Zählkatoden — $U_{k0\,\cdots\,9\,max}$ in V	20	20		
minimale Rückstellspannung u_{Rp} in V	120	120		
maximale Spannung zwischen beliebigen Elektroden (außer Anode) statisch in V	140	140		
Anodenstrom $I_{a\,max}$ in mA				0,9[3]
$I_{a\,min}$ in mA				0,5
Schaltanodenstrom $I_{s\,a\,max}$ in mA				2,5[3]
Katodenstrom $I_{k\,max}$ in mA	0,55	0,55	0,9	3,0[3]
$I_{k\,min}$ in mA	0,25	0,25	0,7	2,3
Katodenwiderstand $R_{k\,max}$ in kΩ				3,3
Umgebungstemperatur $t_{Ugb\,max}$ in °C	+75	+75	+75	+75
$t_{Ugb\,min}$ in °C	—60	—60	—60	—60

[1]) In Entwicklung befindlich.

[2]) Impulsförmiges Signal

[3]) Die Summe vom maximalen Anoden- und Schaltanodenstrom darf den Wert des max. Katodenstromes nicht überschreiten.

2.3. pn-Übergang bei ungleicher Dotierung (Bild 17)

Liegt bei einem pn-Übergang eine ungleiche Dotierung vor, ist z. B. $p_p \gg n_n$, so sind an dem Stromfluß durch die Grenzschicht vorwiegend Löcher beteiligt. Wegen der geringen Rekombination im n-Gebiet dringen die Löcher aus dem p-Gebiet kommend weit in das n-Gebiet vor. Diesen Vorgang nennt man Trägerinjektion. Der Weg, den die Löcher dabei zurücklegen, ist abhängig von der Beweglichkeit und der Rekombinationsrate dieser Ladungsträger. Die Grenzschicht breitet sich unsymmetrisch nach dem n-Gebiet hin aus, da hier eine geringere Majoritätsträgerdichte n_n vorliegt. Die Grenzschichtbreite ist abhängig von der Größe der angelegten Spannung. Dieser Effekt und die Trägerinjektion spielen beim Transistor eine wichtige Rolle.

2.4. Strom-Spannungskennlinien eines pn-Überganges (Bild 18)

Der pn-Übergang zeigt seinem Verhalten nach eine Ventilwirkung (Gleichrichter), die den Strom in der einen Richtung einen wesentlich größeren Widerstand entgegensetzt als in der anderen Richtung. Das Strom-Spannungsverhalten ergibt sich etwa aus

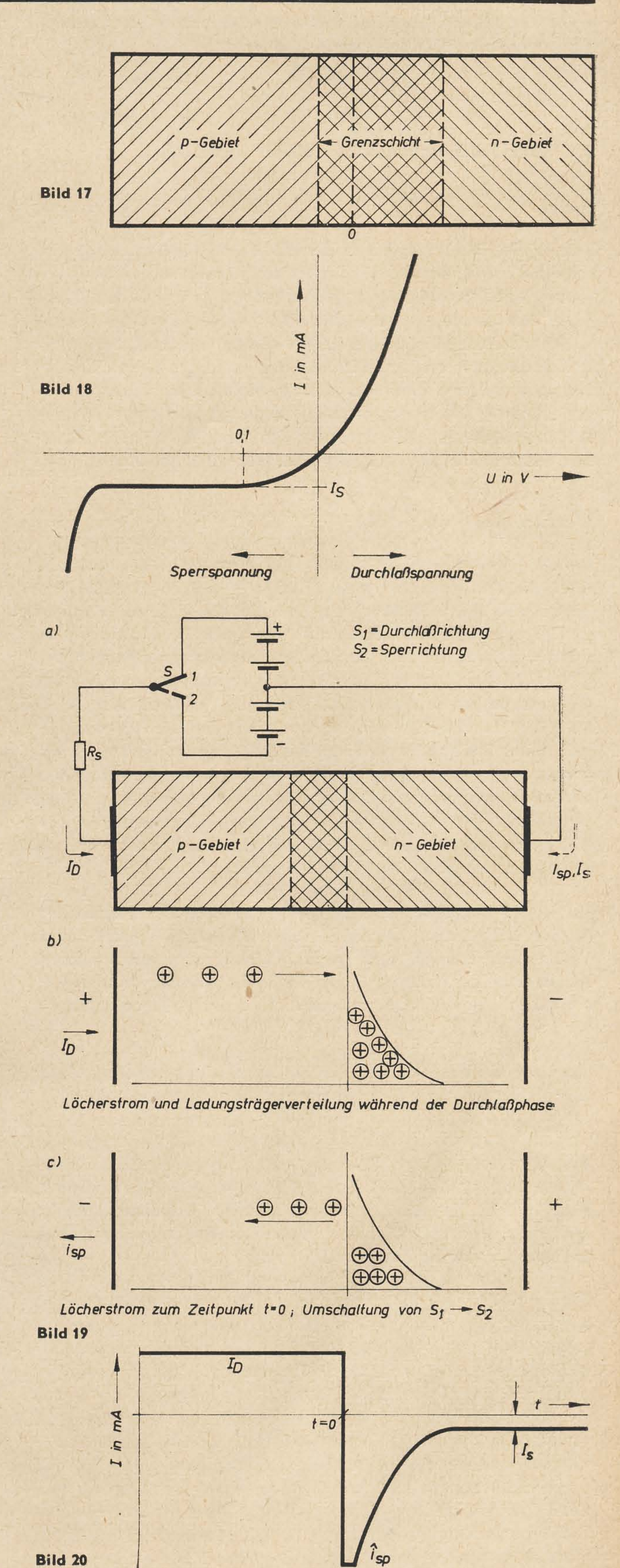
$$I = I_S \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1\right)$$

Hierbei ist I_S der Sättigungsstrom, der sich beim Anlegen einer Spannung in Sperrichtung als konstanter Wert einstellt. Der Kennlinienknick im Sperrgebiet (Bild 18) deutet darauf hin, daß bei einer gewissen Sperrspannung der elektrische Durchschlag einsetzt und der pn-Übergang zerstört wird. Die Kennlinie des pn-Überganges charakterisiert das statische Verhalten eines Gleichrichters.

2.5. Dynamisches Verhalten eines pn-Überganges (Bilder 19 und 20)

Betreibt man einen pn-Übergang im Wechselstrom- bzw. Impulsbetrieb, so zeigt dieser kapazitives Verhalten. Die Kapazität des pn-Überganges kann man sich in zwei Teilkapazitäten der Sperrschichtkapazität C_{sp} und der Diffusionskapazität C_D aufgeteilt denken. Die Sperrschichtkapazität ergibt sich aus der im Grenzgebiet aufgebauten Raumladung, die abhängig ist von der Breite und der wirksamen Fläche der Grenzschicht und von der Dielektrizitätskonstanten des Halbleitermaterials.

Die Diffusionskapazität (Bild 19) ergibt sich durch die Wirkung der Löcher, die im Durchlaßfall als Minoritätsladungsträger in das jeweilige Nachbargebiet vordringen (Bild 19b bei Schalterstellung 1). Hierdurch erhält man eine Ansammlung von Ladungsträgern im Nachbargebiet, die beim Umschalten in den Sperrzustand (Bild 19c bei Schalterstellung 2) erst abgeräumt werden müssen, bevor sich der dem stationären Sperrzustand kennzeichnende Sättigungsstrom I_S einstellt. Im Moment des Umschaltens in den Sperrzustand fließt zunächst ein relativ großer Sperrstrom $\hat{\imath}_{sp}$ (Bild 20), der dann exponentiell auf den Wert des Sättigungsstromes abfällt. Der Spitzenwert des Umschaltstromes wird in der Regel durch den im Außenkreis liegenden Widerstand begrenzt. Der Abräumvorgang nach dem Umschalten hält um so länger an, je mehr Ladungsträger während der Durchlaßphase in den Bahngebieten gespeichert waren.



3. Transistor — Aufbau und Wirkungsweise

Der Transistor hat sich als Verstärkerelement vom Spitzentransistor über den Flächentransistor, den Mesa-Transistor und einiger Sonderbauformen zum derzeit neuesten Typ den Epitaxial-Planartransistor entwickelt. Diese Entwicklung ist nicht nur durch Fragen der Technologie begründet, sondern auch aus der Forderung nach immer höheren Grenzfrequenzen. Außer dem Spitzentransistor, der als technisch überholt angesehen werden kann, finden alle anderen Ausführungsformen praktischen Einsatz.

3.1. Der Flächentransistor (Bilder 21 bis 23)

Aufbau

Der legierte Flächentransistor ist meist durch eine Zonenfolge pnp gekennzeichnet. Er entsteht, indem auf ein n-leitendes Ge-Plättchen beiderseits eine Indiumperle aufgesetzt wird (Bild 21). Durch einen Erwärmungsprozeß bilden sich an den Grenzflächen eine Indium-Germanium-Legierung, deren Legierungsfront sich immer weiter zur Mitte hin ausbreitet, so daß letztlich eine sehr dünne, homogen dotierte Basisschichtübrig bleibt. Dieser Aufbau entspricht einer Aneinanderreihung zweier pn-Übergänge. Formal läßt er sich durch zwei entgegengesetzt geschaltete Dioden-Strecken, der Emitter-Diode und der Kollektor-Diode, darstellen.

Wirkungsweise

Der gewünschte Verstärkereffekt tritt beim Transistor dann ein, wenn die Emitter-Basisstrecke (Emitter-Diode) in Durchlaßrichtung die Kollektor-Basisstrecke (Kollektor-Diode) in Sperrichtung geschaltet ist (Bild 22). Betrachtet man beide Dioden einzeln, so zeigen sie das im Bild 18 dargestellte Strom-Spannungsverhalten. Unter Voraussetzung, daß die Störstellenkonzentration der Basis viel geringer ist als die des Emitters (ungleiche Dotierung), fließt über die Emitter-Grenzschicht vor allem ein Löcherstrom, der weit in das Basisgebiet vordringt (Ladungsträgerinjektion). Da die Basisbreite so klein wie möglich ($\sim 20\,\mu$) gehalten wird, findet in dieser nur eine geringe Rekombination von Löchern statt. Fast die Gesamtzahl der vom Emitter injizierten Löcher kann die Kollektor-Grenzschicht erreichen und dort bei Anliegen einer negativen Spannung vom Kollektor abgesaugt werden.

Der Löcherstrom über die Emitter-Grenzschicht steigt etwa exponentiell mit zunehmender Basis-Emitterspannung U_{BE} an. Durch Veränderung von U_{BE} kann der Kollektorstrom gesteuert werden. Neben dem Löcherstrom fließt durch die Emitter-Grenzschicht noch ein kleiner Elektronenstrom, der durch die Majoritätsträger der Basis gebildet wird.

Über die Kollektor-Diode, die in Sperrichtung arbeitet, fließt außerdem noch ein kleiner Sperrstrom (Kollektorreststrom).

Da der gesamte Emitterstrom I_E immer größer ist als der gesamte Kollektorstrom I_C, der Quotient beider Ströme aber die Stromverstärkung darstellt, ist die „Güte" eines Transistors um so besser, je mehr die in die Basis injizierten Löcher den Kollektor erreichen und je kleiner der Elektronenstrom-Anteil des Emitterstromes ist (geringe Basisbreite, ungleiche Dotierung).

Da die Kollektor-Basisstrecke in Sperrichtung gepolt ist, ergibt sich in der Regel, daß die Basis-Kollektorspannung U_{BC} sehr viel größer als die Basis-Emitterspannung U_{BE} sein kann. In der Kollektor-Grenzschicht (Bild 23) bildet sich ein großes Spannungsgefälle aus, das eine breite Grenzschicht zur Folge hat. Auf Grund der ungleichen Dotierung breitet sich die Kollektor-Grenzschicht vor allem in das Basisgebiet hinein aus. In diesem Gebiet mit der wirksamen Basisweite w existiert kein Spannungsgefälle, so daß der Stromtransport durch die Basisschicht nicht durch eine Feldwirkung (Driftstrom), sondern auf Grund des herrschenden Dichtegefälles der Ladungsträger (Diffusionsstrom) hervorgerufen wird.

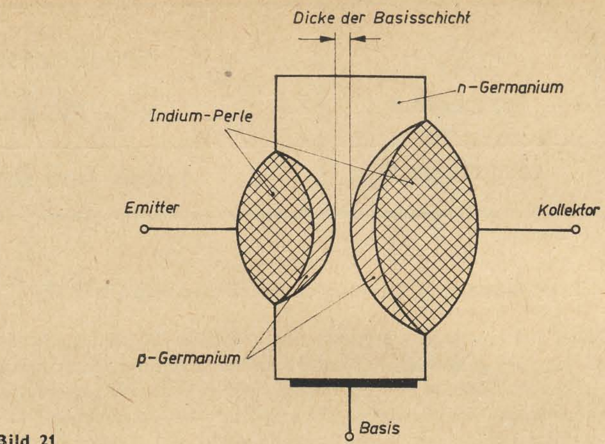


Bild 21

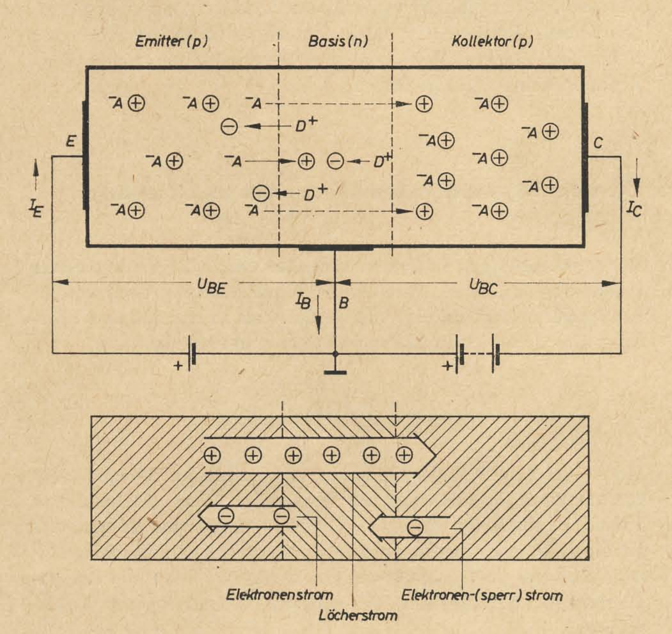


Bild 22

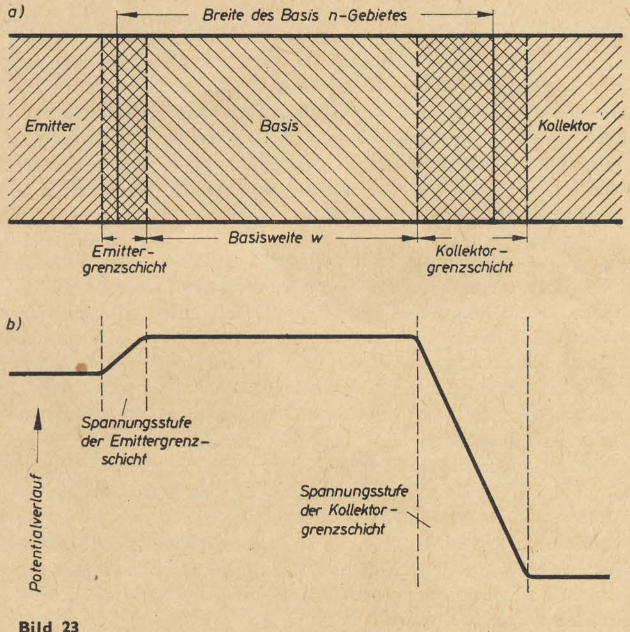


Bild 23

Neuentwicklungen auf dem Gebiet der Mikroelektronik

A. TEWES

Eine interessante Weiterentwicklung der Mikromodultechnik sind die Festkörperschaltkreise, für die Telefunken die Hybridtechnik entwickelt hat. Hierbei werden die passiven Bauelemente (Widerstände, Kondensatoren usw.) auf die „passivierte" Oberfläche der Festkörperschaltungen aufgedampft. Die so aufgedampften Widerstände haben einen wesentlich kleineren Temperaturkoeffizienten als diffundierte. So besitzen Widerstände, die durch Diffusionsverfahren hergestellt sind, Temperaturkoeffizienten von etwa $3 \cdot 10^{-3}$/°C, d. h., bei 100 °C Temperaturschwankung ändert sich der Widerstand um etwa 30%. Dagegen ist der Temperaturkoeffizient der in Hybridtechnik hergestellten Widerstände viel kleiner, er beträgt etwa $2 \cdot 10^{-4}$/°C. Eine Temperaturänderung um 100 °C bewirkt hier nur eine Widerstandsänderung von 2%.

Ähnlich sieht es bei den Kapazitäten der Widerstände aus, die einmal eindiffundiert und zum anderen nach dem Hybridverfahren aufgedampft worden sind. Die Kapazität eines eindiffundierten Widerstandes gegenüber dem Grundmaterial wird durch eine Sperrschicht gebildet, die bei einer angelegten Sperrspannung von 1 V etwa 150 pF/mm² ausmacht. Bei einem Flächenwiderstand — also Widerstand je quadratischer Fläche — von 200 Ω und einer Widerstandsbreite von 25 μ ergibt sich für einen 10-kΩ-Widerstand eine auf den ganzen Widerstand verteilte Kapazität von etwa 5 pF. Die Kapazität der aufgedampften Widerstände gegenüber dem Grundmaterial ist schon aus zwei Gründen geringer als die diffundierter Widerstände; erstens sind bei Dünnfilm-Widerständen höhere Flächenwiderstände möglich, und zweitens ist die Kapazität je Flächeneinheit kleiner. Ein aufgedampfter 10-kΩ-Widerstand hat z. B. nur eine Kapazität von 0,5 pF gegenüber dem Grundmaterial. Das sind nur 10% der Kapazität von diffundierten Widerständen.

Bereits aus diesen Darlegungen erkennt man, daß die Hybridtechnik eine Reihe von Nachteilen des Diffusionsverfahrens vermeidet. Noch augenfälliger sind die Vorteile bei den aktiven Elementen. Durch Anwendung der Planartechnik werden geringe Streuungen der Werte und extrem hohe Frequenzen bei sehr kleinen Abmessungen der Festkörperschaltkreise erreicht. Daß die Frequenzgrenze erheblich nach oben verschoben wird, ergibt sich aus der erwähnten Tatsache, daß die Streukapazitäten sehr viel kleiner sind als bei der Diffusionstechnik. Die geringe Streukapazität wirkt sich besonders bei Schaltkreisen mit geringem Leistungsbedarf aus. Es wurden in Hybridtechnik digitale Schaltkreise mit einem Leistungsbedarf von nur 50 μW je Stufe aufgebaut. Bild 1 zeigt einen vollständigen Mikromodul in Hybridtechnik. Er ist kleiner als ein Streichholzkopf und kann nur noch durch das Mikroskop kontrolliert werden. Im Bild 2 ist die starke Vergrößerung eines aus vier NOR-Gattern bestehenden Schieberegisters mit einer Seitenlänge von 9 mm wiedergegeben. Auch diese NOR-Gatter sind nach dem Hybridverfahren hergestellt. Bei einem Leistungsbedarf von nur 0,6 mW beträgt die Verzögerungszeit dieses Schaltkreises weniger als 250 ns.

Der große Vorteil der Hybridtechnik ist darin begründet, daß aktive und passive Bauelemente in getrennten Prozessen hergestellt werden. Die Isolation der aktiven Elemente (Transistoren und Dioden) voneinander erfolgt durch Sperrschichten, während die Isolation der passiven Bauelemente gegeneinander bzw. gegenüber dem Substrat (Grundmaterial) durch die auf der Oberfläche des Siliziums befindliche Oxidschicht bewirkt wird. Auf dem Gebiet der Mikroelektronik steht aber neben dem von Telefunken entwickelten Hybridverfahren noch die Dünnfilmtechnik im Vordergrund des Interesses. Valvo arbeitet seit längerer Zeit auf beiden Gebieten und kann daher jeweils die optimale Lösung für eine bestimmte Aufgabe anbieten. Die Dünnfilmtechnik ermöglicht es, Schaltungen der Mikroelektronik auch in verhältnismäßig kleinen Serien — von etwa 5000 Stück an — herzustellen. Es werden Dünnfilmschaltungen geliefert, die sich sehr vielseitig mit Halbleiterbauelementen und Festkörperschaltkreisen kombinieren lassen.

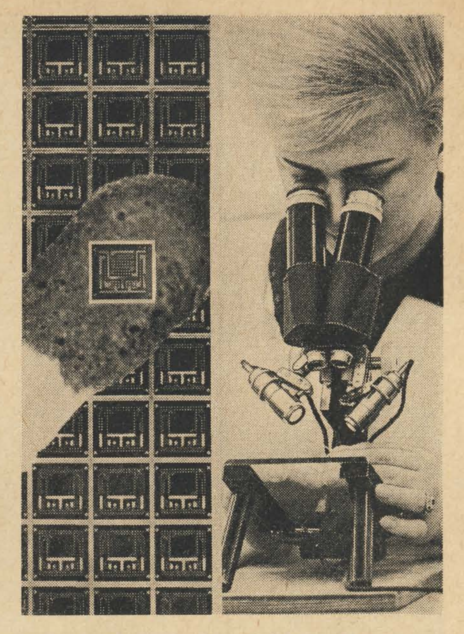


Bild 1: Mikromodul in Hybrid-Festkörper-Schaltkreistechnik. Ein einzelner Modul ist kleiner als ein Streichholzkopf (telefunkenbild)

Für die Trägerplättchen der Dünnfilmschaltungen wird wegen seiner guten chemischen, mechanischen und elektrischen Eigenschaften Borsilikat-Glas verwendet. Auf die Trägerplättchen, deren Abmessungen in der Standardausführung 30 mm × 20 mm betragen, werden Widerstände, Kondensatoren, Leiterbahnen und Induktivitäten unter Vakuum aufgedampft. Halbleiterbauelemente in flacher Miniaturumhüllung können in Bohrungen des Trägerplättchens eingesetzt werden, größere Ausführungen werden aufgeklebt. Widerstände werden durch Aufdampfen einer Nickel-Chromschicht durch eine Maske hergestellt.

Dabei werden folgende Werte erreicht:

Widerstand	10 Ω ··· 100 kΩ
Widerstandstoleranz	± 10%
Temperaturkoeffizient	$\pm 1 \cdot 10^{-4}$/°C
Stabilität	≈ 0,2% Abweichung

in 7000 Betriebsstunden bei 3 mW Dauerbelastung und 25 °C Umgebungstemperatur.

Die Leiterbahnen werden bei dem Verfahren nach der Dünnfilmtechnik durch Aufdampfen von Gold auf die vorher aufgetragene Nickelchromschicht hergestellt. Das Gold schließt die darunter liegende Widerstandsschicht kurz. Da die Leiterbahnen wegen des geringen Querschnitts einen verhältnismäßig hohen Widerstand haben, ist beim Entwurf der Schaltung darauf zu achten, daß alle Verbindungsleitungen so kurz wie möglich gehalten werden. Bei geschickter Anordnung können die Widerstände die nötigen Verbindungen zwischen allen anderen Bauelementen herstellen. Induktivitäten entstehen durch spiralförmige Anordnung der Leiterbahnen, wobei das innere Ende durch einen besonderen Zuführungsdraht mit der übrigen Schaltung verbunden wird. Bild 3 zeigt ein Beispiel eines Schaltkreises, der in Dünnfilmtechnik hergestellt wurde.

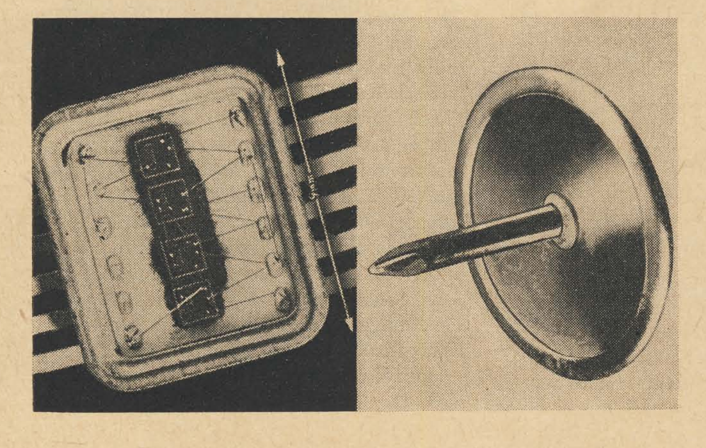


Bild 2: Ansicht eines halben Schieberegisters bestehend aus vier NOR-Gattern; zum Vergleich daneben ein Reißnagel (telefunkenbild)

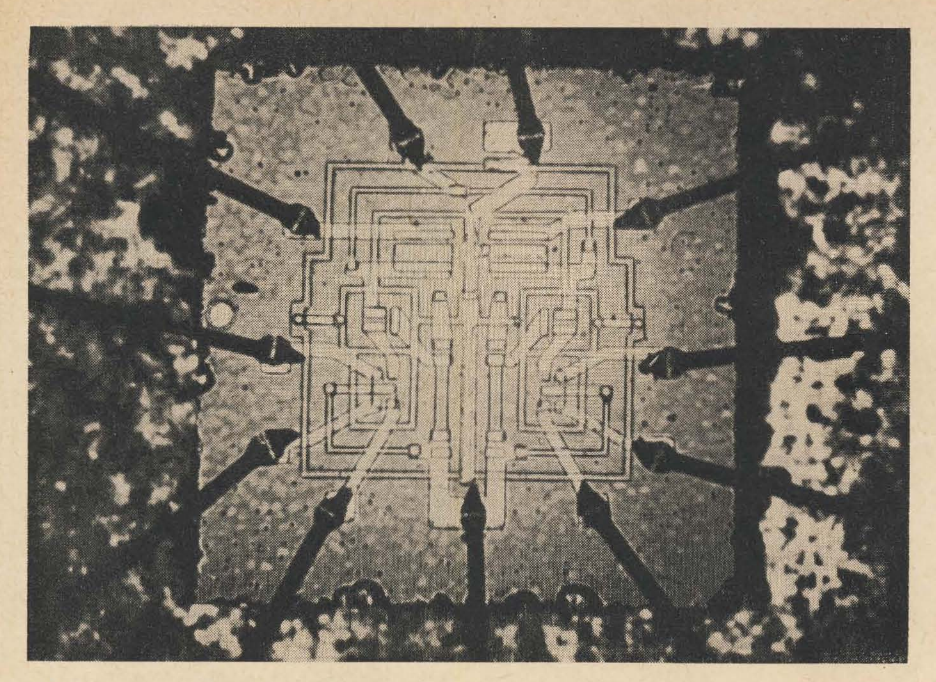


Bild 3: Schieberegister in Dünnfilmtechnik (Valvo)

Valvo entwickelte weiter Standardschaltungen in Festkörperschaltkreistechnik, die sich vielseitig verwenden lassen. Für digitale Anwendungen entstanden vorerst zwei Matrizen, die mehrere Komponenten enthalten. Sie können miteinander sowie mit Transistoren vom Typ BSY 38/39 und Dreifachdioden BAY 64 zu größeren Schaltungskomplexen kombiniert werden. Die Matrize I mit der Entwicklungsbezeichnung OMY 4 enthält einen Vierfach-Emitter-Transistor, eine Diode und drei Widerstände (Bild 4). Die Matrize II mit der Bezeichnung OMY 5 besteht aus vier Transistoren, von denen jeweils zwei emitter- und kollektorseitig verbunden sind, sowie vier Widerständen, von denen jeweils zwei hintereinandergeschaltet sind (Bild 5). Man erkennt aus den Schaltungen, daß aus den beiden Einheiten verschiedene logische Schaltungen zusammengesetzt werden können. Die einheitliche Kantenlänge der Kristalle von 1 mm erlaubt z. B., in einem kleinen TO-5-Gehäuse fünf Kristalle unterzubringen.

Neben den bisher beschriebenen Schaltungen wurde von Valvo als weitere wichtige Grundschaltung der DTL-Technik (= Dioden-Transistor-Logik) ein NAND-Gatter (Negation + UND) unter der Bezeichnung OMY 1 entwickelt. Parallel zur Darstellung der ganzen Schaltung auf einem Kristall — der sog. monolithischen Lösung — (Bild 6) wurden dabei auch Erfahrungen mit einer Dreikristall-Version gesammelt. Neben unterschiedlicher Ausbeute in der Fertigung ergeben die beiden Ausführungen auch Unterschiede bezüglich der parasitären Effekte. Bei der Dreikristall-Version sind auf einem Substrat die Eingangsdioden, auf dem zweiten die Widerstände und auf dem dritten der Transistor untergebracht. Die wichtigsten Daten dieses NAND-Gatters sind:

Speisespannung	± 6 V
Belastbarkeit	4 Einheiten
zugelassenes Störsignal	0,8 V
Signalverzögerung	30 ns/Stufe

Da sämtliche Schaltelemente — aktive und passive — durch Diffusion auf Halbleitersubstrat hergestellt werden, sind Anpassungen an alle vorkommenden Aufgabenstellungen durch speziell für die jeweilige Schaltung hergestellte Masken möglich. Erst in zweiter Linie sind Eingriffe in die Diffusionsprozesse notwendig. Widerstände lassen sich ohne wesentliche Erhöhung des Ausschusses mit einer absoluten Toleranz von ±10 bis ±20% herstellen. Die Toleranz der Widerstandsverhältnisse in einer Schaltung ist immer kleiner als ±10%, was für die Mehrzahl der Anwendungsfälle ausreicht.

Als Kapazitäten werden entweder die Sperrschichtkapazität von Dioden oder der Ladungsträger-Speichereffekt von Dioden in der Durchlaßrichtung ausgenutzt.

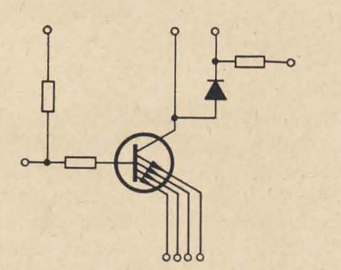


Bild 4: Schaltung der Komponenten-Matrize OMY 4

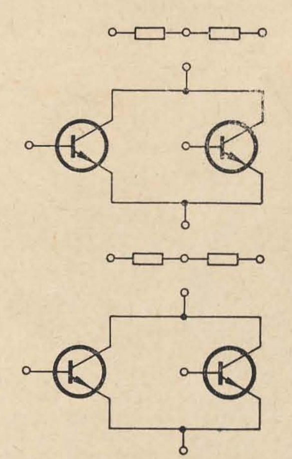


Bild 5: Schaltung der Komponenten-Matrize OMY 5

Die jetzt entwickelte Tantal-Dünnfilmtechnik bietet aber noch weitergehende Möglichkeiten zur Miniaturisierung von Schaltungen für die verschiedensten Zwecke. Es ist eine bekannte Tatsache, daß sich Tantal wegen seiner chemischen Reaktionsträgheit und hohen Rekristallisationstemperatur besonders gut zur Herstellung von Widerständen und Kapazitäten eignet. Durch eine Schablone, die der gewünschten Schaltung entspricht, wird das Tantal auf ein dünnes, isolierendes Trägerplättchen aufgedampft. Um zu hohen Widerstandswerten zu gelangen, werden die Widerstände als Mäander ausgebildet. Die Kapazitäten erscheinen als runde oder eckige Flächen auf dem Trägerplättchen. Diejenigen Stellen der Tantalschicht, die später Widerstände oder Kondensatoren werden sollen, werden mittels einer weiteren Schablone oxydiert. Bei den Kondensatoren dienen dünne Goldplättchen als Gegenelektrode. Zum Schluß müssen die erforderlichen Halbleiterbauelemente in die Schaltung eingelötet werden. Es ist erstaunlich, daß man auf einem Trägerplättchen mit den Abmessungen 1,7 × 3 Quadratzoll z. B. etwa 50 Widerstände unterbringen kann.

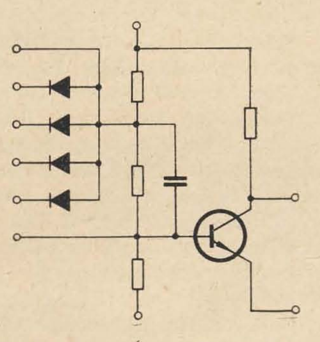


Bild 6: Gatterschaltung mit Dioden im Ausgang

Die Trägerplättchen werden nur einseitig bedampft, so daß sich Leitungskreuzungen auf den Plättchen nicht durchführen lassen. Die Halbleiterbauelemente werden eingelötet; daher braucht nicht die gesamte Schaltung, sondern nur das eigentliche RC-Netz (also ohne Halbleiterbauelemente) kreuzungsfrei zu sein. Es ist aber festzustellen, daß nur solche Schaltungen in der Tantal-Dünnfilmtechnik verwirklicht werden können, die ohne Induktivitäten auskommen und deren sonstige RC-Netze kreuzungsfrei hergestellt werden können.

Man kann seit einigen Jahren lineare Filter aus RC-Gliedern, die mit einem geeigneten aktiven Bauelement kombiniert sind, herstellen. Nach den Verfahren von Linvill und Yanagisawa werden als aktive Elemente Impedanzkonverter verwendet. Ein Impedanzkonverter ist ein linearer, aktiver Vierpol mit einer seiner Lastimpedanz umgekehrt proportionalen Eingangsimpedanz. Man wendet dazu entweder das Verfahren der Spannungsumkehr oder das der Stromumkehr an. Die Schaltung eines erdunsymmetrischen Spannungs-Impedanzkonverters ist im Bild 7 angegeben. Der Konverter besitzt zwei Eingänge: den leerlaufstabilen Eingang l_{st} und den kurzschlußstabilen Eingang k_{st}. Diese

Schaltung ist so umzuzeichnen, daß die im Bild 8 angedeutete praktische, kreuzungsfreie (für das RC-Glied) Schaltungsanordnung entsteht. Die vollständige Schaltung eines Strom-Impedanzkonverters stellt dann Bild 9 dar. Wie Bild 10 zeigt, ist das eigentliche RC-Netzwerk (also ohne die drei Transistoren, deren Leitungszüge gestrichelt eingezeichnet sind) kreuzungsfrei.

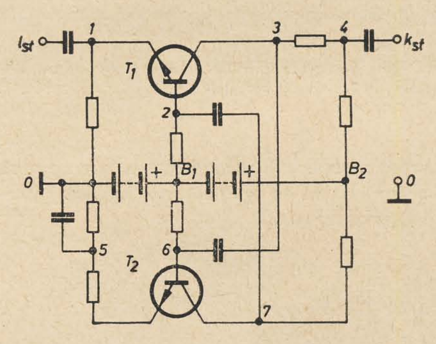


Bild 7: Schaltung eines Spannungs-Impedanzkonverters

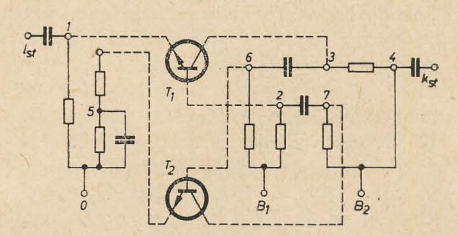


Bild 8: Kreuzungsfreie Ausführung der Schaltung nach Bild 7

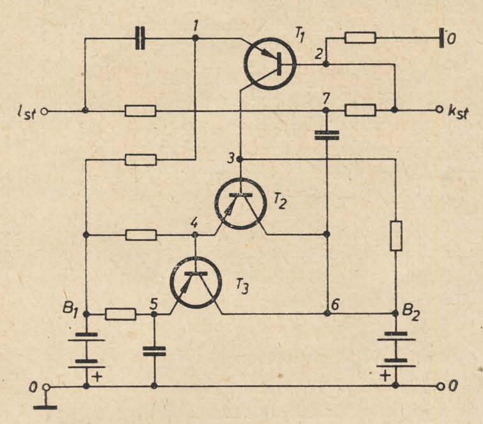


Bild 9: Vollständige Schaltung eines Strom-Impedanzkonverters

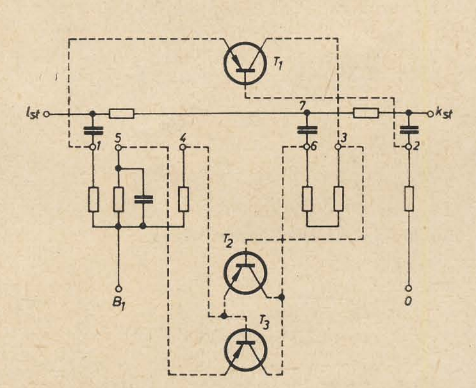


Bild 10: Kreuzungsfreie Darstellung der Schaltung nach Bild 9

Bild 13: Flip-Flop in Dünnfilmtechnik (Valvo) ▶

Aus den Beispielen geht hervor, daß die Tantal-Dünnfilm-Schaltungstechnik nur für solche Schaltungen anwendbar ist, die keine Induktivitäten enthalten und deren RC-Netzwerke sich kreuzungsfrei ausführen lassen. Das ist aber nur mit aktiven RC-Schaltungen zu erreichen.

Die Bilder 11 bis 13 zeigen einige Ausführungsbeispiele in Dünnfilmtechnik.

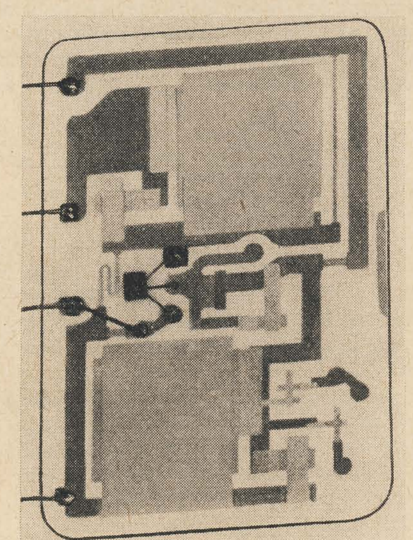


Bild 11: Videoverstärker in Dünnfilmtechnik (Valvo)

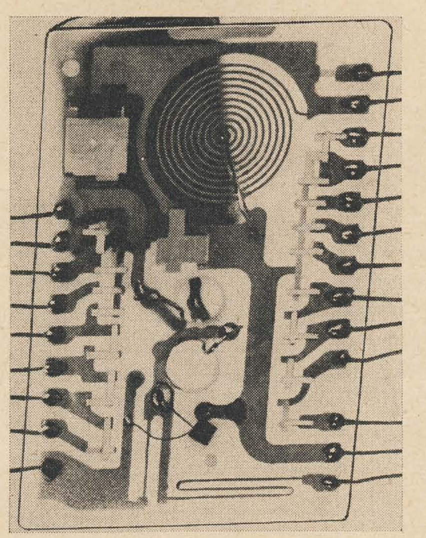
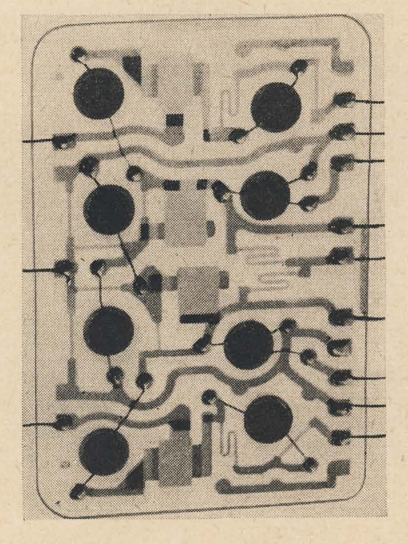


Bild 12: 50-MHz-Quarzoszillator in Dünnfilmtechnik (Valvo)



Interessante Neuentwicklungen

Transistorisiertes Universalvoltmeter

Die Firma British Physical Laboratories aus Radlett, Großbritannien, entwickelte ein transistorisiertes Universalvoltmeter mit der Bezeichnung TVM 1063, das die Möglichkeiten des konventionellen Röhrenvoltmeters mit denen der Universalprüfgeräte kombiniert. Der Hersteller nennt als besondere Vorteile: stabilisierte Schaltung und Verwendung von Siliziumtransistoren. Die Genauigkeit innerhalb eines Bereiches von 0···50 °C beträgt bei Gleichstrom ± 3% und bei Wechselstrom ± 4%. Es enthält eine Eichstellung, in der der Verstärkungsfaktor des Verstärkers durch Einspeisung einer der Zenerdiode entnommenen Normspannung geprüft wird. Der Stromverbrauch ist so niedrig, daß kein Ein-Ausschalter vorgesehen ist, wodurch das Voltmeter stets zum sofortigen Einsatz bereit ist. Ein Schutz gegen Überlastung auf allen Bereichen bei Anlegung einer umgekehrten Polarität ist vorgesehen. Der Arbeitsbereich wird durch einen einzigen Regelknopf gewählt, und das Ablesen wird durch eine mehrfarbige, 125 mm breite Skala erleichtert. Der Frequenzbereich (Wechselstrom) erstreckt sich bis zu 100 kHz und kann bis weit über 100 MHz erhöht werden. Der Gleichstrom-Eingangswiderstand beträgt 1 MΩ/V.

Ein kleines Gleich- und Wechselstrom-Einschubrelais mit drei Umschaltkontakten

Die Firma B & R Relays Ltd., Harlow, Essex, Großbritannien, hat ein kleines Gleich- und Wechselstrom-Einschubrelais auf den Markt gebracht, das sich für einen internationalen Sockel mit elf Stiften eignet. Das Relais für Gleichstrom heißt D05/P und eignet sich für Spannungen bis zu 170 V. Der Wechselstromtyp D55/P ist für Spannungen bis zu 350 V ausgelegt. Die erforderliche Spulennennleistung beträgt 2 W oder 4 VA. Der maximale Spulen-Gleichstromwiderstand ist 10 200 Ω. Das Relais besitzt drei silberne Umschaltkontakte, die mit je 6 A belastet werden können (250 V Wechselstrom oder 30 V Gleichstrom). Die Stiftkontakte sind so angeordnet, daß sich eine gute Isolation ergibt und Überschläge vermieden werden. Die Betätigung hat eine Rollbewegung des Kontaktes beim Schließen zur Folge und verhindert eine mechanische Abnutzung, wodurch eine hohe Lebensdauer der Kontakte gegeben ist. Der Schnappdeckel besteht aus Makrolon (ein Kunststoff von außergewöhnlicher Festigkeit und einer Entzündungstemperatur von mehr als 500 °C). Das Stiftanschlußdiagramm ist auf dem Deckel abgebildet. Für den Einsatz in den Tropen und in besonders feuchter Umgebung kann eine im Vakuum untergebrachte Spule vorgesehen werden.

NF-Selektivverstärker mit RC-Vierpolen

Dipl.-Phys. KURT GÜNTHER und Dr. GÜNTHER WEISSBACH

Im NF-Gebiet unter 10 kHz wäre der Aufbau eines Selektivverstärkers mit LC-Schwingkreisen wegen der räumlichen Größe der geforderten Spulen und Kondensatoren und der geringen Güte solcher Schwingkreise oft unzweckmäßig. Die Anwendung von geeignet dimensionierten RC-Vierpolen mit einem ganz bestimmten Sperr- und Durchlaßbereich im Gegenkopplungszweig von Verstärkern gibt dagegen die Möglichkeit, sehr schmalbandige NF-Verstärker aufzubauen.
Bevor im folgenden Beitrag einige Verstärkerschaltungen angegeben werden, sollen noch die am häufigsten verwendeten RC-Vierpole besprochen werden.

RC-Vierpole

Der Wien-Brücken-Vierpol

Die aus der Meßtechnik bekannte Wien-Brücke ist im Bild 1 dargestellt. Ihr frequenzabhängiger Spannungsteiler kann gemäß Bild 2 umgezeichnet werden. Für das Verhältnis $\mathfrak{R}$ von Ausgangsspannung zu Eingangsspannung dieses Vierpols (Übertragungsverhältnis $\mathfrak{R}$) erhält man nach Bild 2

$$\mathfrak{R} = \frac{\mathfrak{U}_{aus}}{\mathfrak{U}_{ein}} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}} \qquad (1)$$

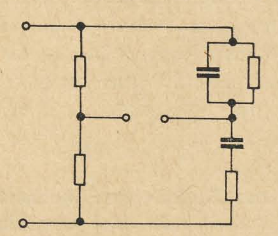


Bild 1: Wien-Brücke

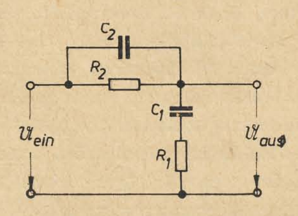


Bild 2: Wien-Brücken-Vierpol

und nach einfacher Umrechnung

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 \cdot C_2 - \frac{1}{\omega R_2 \cdot C_1}\right)}} \qquad (2)$$

Für die Frequenz

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \qquad (3)$$

wird das Übertragungsverhältnis $\mathfrak{R}$ reell, d. h., es treten für diese Frequenz keine Phasendrehungen auf, und $\mathfrak{R}$ hat zugleich seinen kleinsten Wert $\mathfrak{R}_{min}$

$$\mathfrak{R}_{min} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}} \qquad (4)$$

Für diese sog. Resonanzfrequenz ω_0 sperrt also der Wien-Brücken-Vierpol. Jedoch ist die Sperrwirkung dieses Vierpols nicht sehr groß. Für $R_1 = R_2$ und $C_1 = C_2$ erhält man z. B. $\mathfrak{R}_{min} = 2/3$.

Der überbrückte T-Vierpol

Ein nach Bild 3 aufgebauter RC-Vierpol, ein sog. überbrückter T-Vierpol, besitzt ebenfalls für eine bestimmte Frequenz ω_0 eine Sperrwirkung.

Zur Berechnung des Übertragungsverhältnisses $\mathfrak{R}$ und der Resonanzfrequenz ω_0 wird zunächst das zwischen den Punkten 1, 2 und 3 des Bildes 3 bestehende Dreieck in eine Sternschaltung übergeführt. Für die Stern-Dreieck-Umwandlung gelten zwischen den Größen die folgenden Beziehungen (Bild 4) [1]:

$$\mathfrak{Z}_1^* = \frac{r \cdot \frac{1}{j\omega C}}{r + 2\frac{1}{j\omega C}} = \mathfrak{Z}_2^* \qquad (5)$$

$$\mathfrak{Z}_3^* = -\frac{\frac{1}{\omega^2 \cdot C^2}}{r + 2\frac{1}{j\omega C}}$$

Für den umgeformten überbrückten T-Vierpol nach Bild 5 kann dann das Übertragungsverhältnis $\mathfrak{R}$ wie folgt berechnet werden:

$$\mathfrak{R} = \frac{\mathfrak{U}_{aus}}{\mathfrak{U}_{ein}} = \frac{\mathfrak{Z}_3^* + R}{\mathfrak{Z}_1^* + \mathfrak{Z}_3^* + R} = \frac{\frac{-\frac{1}{\omega^2 \cdot C^2}}{r + 2\frac{1}{j\omega C}} + R}{\frac{r\frac{1}{j\omega C} - \frac{1}{\omega^2 \cdot C^2}}{r + 2\frac{1}{j\omega C}} + R} \qquad (6)$$

Nach einigen Umrechnungen erhält man daraus

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{1 + \frac{\frac{1}{j\omega C \cdot R}}{2\frac{1}{j\omega C r} + \left(1 - \frac{1}{\omega^2 \cdot r \cdot R \cdot C^2}\right)}} \qquad (7)$$

Aus Gleichung (7) ersieht man, daß für die Resonanzfrequenz

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{r \cdot R \cdot C^2}} \qquad (8)$$

das Übertragungsverhältnis $\mathfrak{R}$ seinen kleinsten Wert

$$\mathfrak{R}_{min} = \frac{1}{1 + \frac{r}{2 \cdot R}} \qquad (9)$$

erreicht und reell wird. Nehmen wir an, daß $r = 8 \cdot R$ sei, so erhalten wir für das Übertragungsverhältnis

$$\mathfrak{R}_{min} = \frac{1}{5}$$

Der TT-Vierpol

Im Bild 6 ist ein TT-Vierpol dargestellt. Durch geeignete Dimensionierung der Bauelemente des TT-Vierpols erhält man für eine bestimmte Frequenz ω_0 eine sehr starke Dämpfung, d. h. ein sehr kleines Übertragungsverhältnis $\mathfrak{R}$. Alle anderen Frequenzen, außer ω_0, werden vom TT-Vierpol nur wenig geschwächt. Eine ausführliche Theorie des TT-Vierpols und viele Diagramme zur praktischen Dimensionierung werden in [2] gegeben. Es sollen deshalb hier nur die wichtigsten Kenngrößen des TT-Vierpols ohne Ableitung aufgeschrieben werden.

Die Resonanzfrequenz ω_0 ist durch die beiden Gleichungen

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(R_1 + R_2)\, R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}} \qquad (10)$$

und

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot R_1 \cdot R_2}} \qquad (11)$$

bestimmt. Für den symmetrischen TT-Vierpol ($R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$) im unbelasteten Zu-

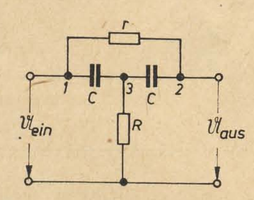


Bild 3: Überbrückter T-Vierpol

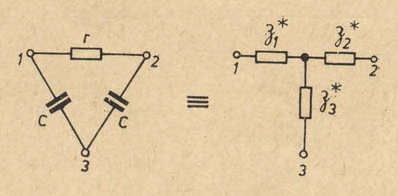


Bild 4: Dreieck-Stern-Umwandlung

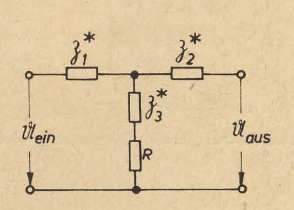


Bild 5: Umgeformter überbrückterT-Vierpol

stand wird in [2] für das Übertragungsverhältnis

$$\mathfrak{K} = \frac{1}{1 - j\dfrac{4}{\dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{\omega_0}{\omega}}} \qquad (12)$$

angegeben. Für $\omega = \omega_0$ wird daraus

$$\mathfrak{K}_{min} \to 0 \qquad (13)$$

Der symmetrische TT-Vierpol hat also eine theoretisch ideale Sperrwirkung.

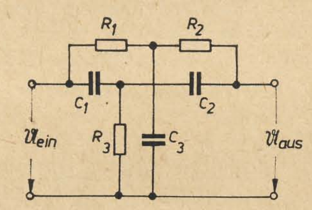


Bild 6: TT-Vierpol

In der Praxis ist es vorteilhaft, anstelle symmetrischer TT-Vierpole unsymmetrische ($R_1 \neq R_2$, $C_1 \neq C_2$) anzuwenden. Mit unsymmetrischen TT-Vierpolen erhält man eine größere Steilheit der Dämpfungskurve in der Nähe der Resonanzfrequenz ω_0. Die Selektivität eines Verstärkers mit unsymmetrischen TT-Vierpolen wird also entsprechend höher sein. Es soll noch bemerkt werden, daß der Ausgang des TT-Vierpols nur sehr gering belastet werden darf.

Verschiedene Selektivverstärkerschaltungen

Das Grundprinzip ist bei allen hier zu besprechenden Selektivverstärkern dasselbe: Ein Teil der Ausgangsspannung $\mathfrak{U}_{aus}$ des Verstärkers wird mit Hilfe des RC-Vierpols auf das Gitter der Eingangsröhre oder auf einen zweiten Eingang der Verstärkerstufe gegengekoppelt. Da alle hier behandelten RC-Vierpole die Frequenz ω_0 sperren, aber alle anderen Frequenzen mehr oder weniger stark durchlassen, ist für ω_0 praktisch keine Gegenkopplung wirksam, während die übrigen Frequenzen gegengekoppelt werden. Die Verstärkung bei der Resonanzfrequenz ω_0, bei der also die Gegenkopplungsspannung am kleinsten oder auch angenähert Null ist, heißt Bandmittenverstärkung.

Einfacher gegengekoppelter Katodenbasisverstärker

Bei dem Katodenbasisverstärker nach Bild 7 wird die Ausgangsspannung über den RC-Vierpol auf das Gitter derselben Röhre gegengekoppelt.

Die Bandmittenverstärkung einer solchen Stufe kann leicht berechnet werden. $\mathfrak{V}$ sei die Stufenverstärkung ohne Gegenkopplung und $\mathfrak{K}_{min}$ das Übertragungsverhältnis des RC-Vierpols für die Resonanzfreqenz ω_0. Die Gesamtverstärkung $\mathfrak{V}_{ges}$ bei Berücksichtigung der Gegenkopplung folgt dann aus den Gleichungen (14) und (15)

$$\mathfrak{U}_e = \mathfrak{U}_e' - \mathfrak{K}_{min} \cdot \mathfrak{U}_{aus} \qquad (14)$$

$$\mathfrak{V} = \frac{\mathfrak{U}_{aus}}{\mathfrak{U}_e'} = \frac{-S \cdot R_i \cdot \mathfrak{R}_a}{R_i + \mathfrak{R}_a} \qquad (15)$$

zu

$$\mathfrak{V}_{ges} = \frac{\mathfrak{U}_{aus}}{\mathfrak{U}_e} = \frac{\mathfrak{V}}{1 + \mathfrak{K}_{min} \cdot \mathfrak{V}} \qquad (16)$$

(siehe auch Bild 8).

Diese einfache Schaltung hat den Nachteil, daß die Parallelschaltung von R_g und R_{ig} hochohmig sein muß, da diese Parallelschaltung die Belastung für den RC-Vierpol darstellt. Es ist deshalb z. B. nicht möglich, einen niederohmigen Generator anzuschließen.

Ein weiterer Nachteil dieser Schaltung ist die relativ große Bandbreite solcher Verstärkerstufen.

Selektivverstärker mit Katodenfolger

In der Verstärkerstufe nach Bild 9 wird die Gegenkopplungsspannung einem anderen Gitter eingespeist als die Eingangsspannung [3]. Da man den Eingang von $Rö_2$ genügend hochohmig machen kann, ist eine geringe Belastung des RC-Vierpols stets gewährleistet. $Rö_1$ arbeitet als Katodenfolger. Wegen des niedrigen Ausgangswiderstandes des Katodenfolgers ist es möglich, das Signal der Katode von $Rö_2$ zuzuführen. Das Gitter von $Rö_2$ wird so zur Einspeisung der Gegenkopplungsspannung frei.

Es soll jetzt die Verstärkung dieses Verstärkers, bestehend aus Katodenfolger $Rö_1$ und dem katodengekoppelten Katodenbasisverstärker $Rö_2$, berechnet werden.

Geht man von der Grundgleichung der Verstärkertechnik [5]

$$I_a = S \cdot U_{St} = S\,(U_g + D \cdot U_a) \qquad (17)$$

(U_{St} = Steuerspannung, U_g = zwischen Gitter und Katode wirksame Spannung, U_a = gesamte äußere zwischen Anode und Katode wirksame Spannung) aus und setzt sie für diesen speziellen Fall ein, so erhält man mit den Gleichungen (17a) und (17b)

$$U_g = U_e - (I_{a1} + I_{a2})\,R_k,$$

$$U_a = -(I_{a1} + I_{a2})\,R_k \quad \text{für } Rö_1 \qquad (17a)$$

$$U_g = -\mathfrak{K} \cdot I_{a2} \cdot R_a - (I_{a1} + I_{a2})\,R_k,$$

$$U_a = -(I_{a1} + I_{a2})\,R_k - I_a \cdot R_a \quad \text{für } Rö_2 \qquad (17b)$$

die Gleichungen (18) und (19) für I_{a1} und I_{a2}

$$I_{a1} = S\,[U_e - (I_{a1} + I_{a2})\,R_k\,(1 + D)] \qquad (18)$$

$$I_{a2} = S\,[-\mathfrak{K} \cdot I_{a2} \cdot R_a - (I_{a1} + I_{a2})\,R_k\,(1 + D) - D \cdot I_{a2}\,R_a] \qquad (19)$$

I_{a2} erhält man leicht, wenn man die Summe und Differenz der Anodenströme bildet

$$I_{a1} + I_{a2} = \frac{S[U_e - \mathfrak{K} \cdot I_{a2} \cdot R_a - D \cdot I_{a2} \cdot R_a]}{1 + 2 \cdot S \cdot R_k\,(1 + D)} \qquad (20)$$

$$I_{a1} - I_{a2} = S\,[U_e + \mathfrak{K} \cdot I_{a2} \cdot R_a + D \cdot I_{a2} \cdot R_a] \qquad (21)$$

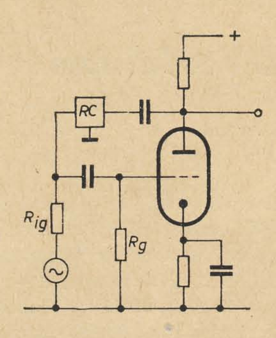


Bild 7: Katodenbasisverstärker mit Gegenkopplung über RC-Vierpol

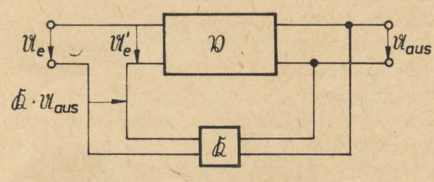


Bild 8: Blockschaltbild eines gegengekoppelten Verstärkers

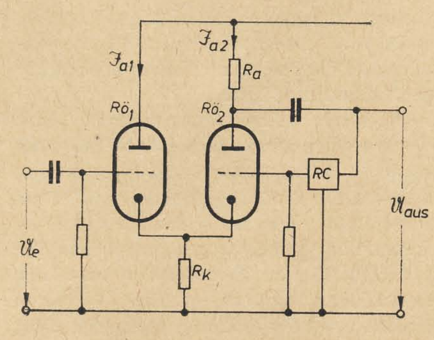


Bild 9: Zweistufiger Selektivverstärker

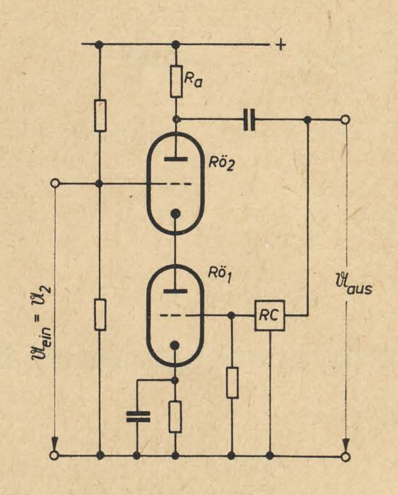


Bild 10: Kaskode-Selektivverstärker

Daraus ergibt sich

$$I_{a2} = \frac{S \cdot U_e\,(1 - N)}{2 \cdot N + S \cdot D \cdot R_a\,(1 + N) + S \cdot R_a \cdot \mathfrak{K}\,(1 + N)} \qquad (22)$$

mit

$$N = 1 + 2\,\frac{R_k}{R_i}\,(\mu + 1) = 1 + 2 \cdot S \cdot R_k\,(1 + D) \qquad (23)$$

und für die Verstärkung schließlich

$$V = \frac{-I_{a2} \cdot R_a}{U_e} = \frac{S \cdot R_k \cdot R_a\,(\mu + 1)}{R_i + 2\,(\mu + 1)\,R_k + \left(1 + \dfrac{R_k}{R_i}[\mu + 1]\right) R_a \cdot (\mu \cdot \mathfrak{K} + 1)} \qquad (24)$$

Dabei wurden zwei gleichartige Röhrensysteme ($S_1 = S_2 = S$; $R_{i1} = R_{i2} = R_i$) angenommen. Mit diesem Verstärkertyp erhält man wesentlich geringere Bandbreiten als mit dem einfachen gegengekoppelten Katodenbasisverstärker, außerdem können auch niederohmige Generatoren u. dgl. an den Eingang angeschlossen werden.

„Kaskode"-Selektivverstärker

Beim Kaskodeverstärker, der wegen seiner günstigen Eigenschaften für Eingangsstufen in UKW- und Fernsehempfängern eine immer stärkere Verbreitung findet, wird die Ein-

gangsspannung an das Gitter von $Rö_1$ (Bild 10) gegeben. Das Gitter von $Rö_2$ wird wechselspannungsmäßig an Masse gelegt.
Die im Bild 10 angegebene Modifizierung des Kaskodeverstärkers, bei der das Gitter von $Rö_2$ als Signaleingang und das Gitter von $Rö_1$ als Eingangspol für die Gegenkopplungsspannung dient, gestattet, sehr schmalbandige Verstärker zu bauen. Jedoch ist die Bandmittenverstärkung (Verstärkung für die Frequenz ω_0, Einspeisung am Gitter von $Rö_2$, keine Gegenkopplungsspannung am Gitter von $Rö_1$) nicht sehr hoch. Das wird praktisch nur beim TT-Vierpol erreicht.
Der Ansatz

$$I_a = S_2 [U_2 - D_2 \cdot I_a \cdot R_a - (D_2 + 1) I_a \cdot R_{i1}] \quad (25)$$

führt zu der Gleichung

$$V_2 = \frac{-I_a \cdot R_a}{U_2} = \frac{-\mu_2 \cdot R_a}{R_a + R_{i2} + (\mu_2 + 1) R_{i1}} \quad (26)$$

Für gleiche Röhrensysteme erhalten wir

$$V = \frac{-\mu \cdot R_a}{R_a + (\mu + 2) R_i} \quad (27)$$

für die Bandmittenverstärkung.

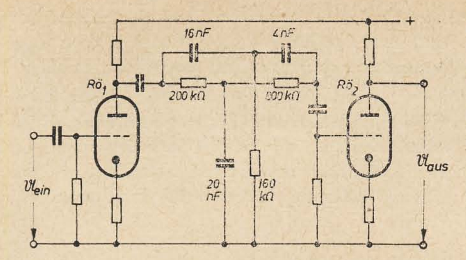


Bild 11: Breitbandverstärker mit 50-Hz-Sperrfilter

Neben der Anwendung von RC-Vierpolen im Gegenkopplungszweig von Selektivverstärkern können RC-Vierpole, besonders die stark dämpfenden TT-Vierpole, auch als Sperrfilter für eine diskrete Störfrequenz ω_0 dienen. In Breitbandverstärkern gelingt es ohne besondere Maßnahmen oft nicht, die 50- oder 100-Hz-Brummspannung genügend stark zu unterdrücken. Durch einen geeignet bemessenen resonanzscharfen TT-Vierpol, der zwischen zwei Verstärkerstufen geschaltet wird, kann die Brummfrequenz ausgefiltert werden, ohne daß für benachbarte Frequenzen ein wesentlicher Verstärkungsverlust eintritt. Bild 11 zeigt eine Schaltung mit einem 50-Hz-Sperrfilter.
Auf die Anwendung von RC-Vierpolen in Oszillatorschaltungen soll wegen der starken Verbreitung solcher Schaltungen (z. B. Wien-Brücken-Oszillator [1], Oszillator mit TT-Vierpolen [4]) nur hingewiesen werden.

Literatur

[1] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Bd. I. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin 1952

[2] Günther, H.: Eigenschaften des RC-Doppel-T-Vierpols. VEB Verlag Technik, Berlin 1953

[3] Valley, G. E., and Wallman, H.: Vacuum tube amplifiers. Mc Graw-Hill Book Company, New York 1948

[4] Assajew, B. P.: Phasenbeziehungen in der Funktechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1960

[5] Barkhausen, H.: Verstärker. Hirzel-Verlag, Leipzig 1954

Farbfernsehen nach dem PAL-Verfahren

Bei dem amerikanischen NTSC-Verfahren werden die drei Farbsignale (rot, grün, blau) senderseitig in ein Helligkeitssignal und zwei Farbhilfssignale umgeformt. Die beiden Farbhilfssignale werden mit 90° Phasenverschiebung einem Farbhilfsträger aufmoduliert, der zu dem Helligkeitssignal addiert wird. Um im Empfänger die Trennung der beiden Farbhilfssignale vornehmen zu können, wird außer dem Zeilensynchronisierimpuls ein Farbsynchronisierimpuls ausgestrahlt. Das Kritische am NTSC-Verfahren ist, daß Phasenverschiebungen und Phasenschwankungen des Farbhilfsträgers, wie sie durch Mehrwegeübertragungen und Reflexionen zwischen Sender und Empfänger auftreten, eine beträchtliche Verfälschung der Farbtöne zur Folge haben. Ein Phasenfehler von 30° läßt z. B. anstelle von „Rot" einen Orange-Farbton auf dem Bildschirm erscheinen.
Es wird geschätzt, daß bei den in Europa vorliegenden Bodenverhältnissen aus diesem Grunde in 40% aller Fälle auf der Empfangsseite nur eine unbefriedigende Bildqualität zu erreichen sein wird. Das Auftreten von Farbverfälschungen soll auch mit ein wesentlicher Grund für die schleppende Verbreitung des Farbfernsehens in den USA sein, die sich nun schon über acht Jahre erstreckt. In diesem Zusammenhang muß man sich ferner vergegenwärtigen, daß die Qualitätsansprüche des Publikums in Europa — wie allgemein bekannt ist — höher sind als in Amerika.
In den Telefunkenlaboratorien wurde nun von Dipl.-Ing. W. Bruch ein Farbfernsehverfahren entwickelt, das die erwähnte Phasenempfindlichkeit des NTSC-Verfahrens weitgehend beseitigt. Das Verfahren wird kurz PAL genannt (Phase alternating line). Es ist organisch aus dem NTSC-Verfahren entstanden und in seiner grundsätzlichen Wirkungsweise mit diesem identisch. Die wesentliche Änderung auf der Senderseite besteht darin, daß das Vorzeichen eines der beiden Farbhilfssignale von Zeile zu Zeile umgepolt wird. Im Empfänger wird der Farbhilfsträger nicht sogleich demoduliert, sondern auf eine Laufzeitleitung gegeben, auf der er für die Dauer einer Zeile gespeichert wird. Der modulierte Farbhilfsträger der nächsten Zeile wird zum gespeicherten addiert bzw. von ihm subtrahiert. Sodann erfolgt die Demodulation, wobei das im Sender zeilensynchron umgepolte Farbhilfssignal zurückgepolt wird. Dadurch werden die Phasenfehler und die Fehler der Farbtonwiedergabe gemittel und beseitigt.
Vergleichende Ausbreitungsversuche mit Farbfernsehsendungen nach dem NTSC-, PAL und dem aus ähnlichen Gründen geschaffenen, französischem SECAM-Verfahren sind in der Schweiz und in Westdeutschland durchgeführt worden. Dabei soll die Überlegenheit des PAL-Verfahrens klar zu Tage getreten sein. Eine Entscheidung darüber, welches Verfahren eingeführt werden soll, ist jedoch noch nicht gefallen.
Die Mehrkosten für einen Farbfernsehempfänger zur Wiedergabe von Sendungen nach dem PAL-Verfahren gegenüber einem NTSC-Empfänger werden auf 15% geschätzt. Hinzuweisen ist noch auf den Umstand, daß bei Kamerawechsel oder beim Übergang auf einen anderen Sender die Farbtonrichtigkeit beim NTSC-Verfahren von Hand öfter nachgestellt werden muß. Der Leser möge sich vergegenwärtigen, daß die Änderung einer Kabellänge auf der Sendeseite von nur 2 m bereits einen Phasenfehler von etwa 10° verursacht. Beim PAL-Empfänger entfällt dieses Problem, das in gewisser Weise der Einstellung des Schwarzwertes beim Schwarz-Weiß-Fernsehen entspricht. Eine Einstellung und Nachregelung der Farbtonrichtigkeit am Empfänger ist unnötig. *Electronus*

Nach Telefunken-Druckschriften

Farbfernsehröhren

Ein neues Entwicklungs- und Forschungsprogramm für Farbfernseh-Wiedergabe-Röhren ist bei Philco angelaufen. Vorläufig sollen 53-cm-Röhren mit 70°-Ablenkung in geringer Stückzahl produziert werden.

Aus der Reparaturpraxis

Mangelnde Bild- und Tonqualität bei einer „Sibylle"

Bei einem Garantiegerät „Sibylle" beanstandete ein Kunde, daß Bild und Ton nicht mehr übereinstimmten.

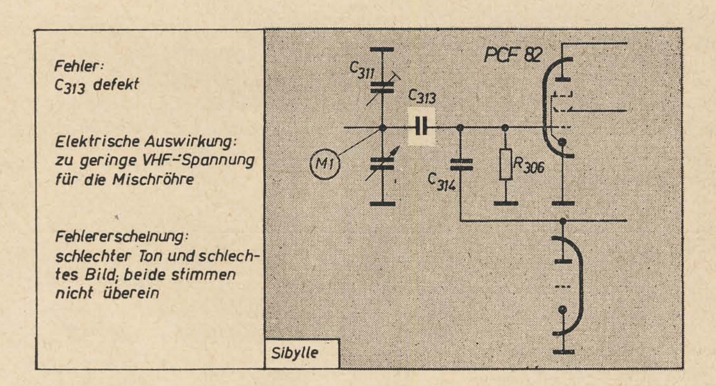
Eine kurze Überprüfung des Gerätes beim Kunden auf die hierfür in Frage kommenden Fehler ergab kein Ergebnis. Um das Gerät genauer zu überprüfen und eine fehlerhafte Antenne beim Kunden auszuschließen, wurde das Gerät in die Werkstatt geschafft. Hier zeigte das Gerät jedoch den gleichen Fehler. Im Kanalwähler und in der ZF-Bild-Stufe waren sämtliche Spannungen einwandfrei vorhanden. Mit dem PG 1 wurde die ZF-Empfindlichkeit überprüft. Sie war gut und stimmte mit dem Vergleichsgerät überein.

Beim Überprüfen des Gerätes am Meßpunkt M_1 mit dem PG 1 (36,6 MHz) zeigte sich, daß eine zu hohe HF-Amplitude (etwa 0,5 mV) eingestellt werden mußte, um 1 V Diodenspannung am Meßpunkt M_3 zu erhalten.

Daraufhin wurde das Gitter g_1 der Mischröhre (PCF 82) mit dem Meßsenderkabel angetastet und eine gute Empfindlichkeit, die mit der des Vergleichsgerätes übereinstimmte, festgestellt.

Als dann die Antenne über einen Kondensator von 10 pF an das Gitter g_1 der PCF 82 angeschaltet wurde, entstand ein weit besseres Bild. Da die Empfindlichkeit des Gerätes hinter C_{313} (10 pF) erheblich zurückging, wurde dieser Kondensator ausgewechselt. Danach spielte das Gerät wieder einwandfrei und zeigte an M_1 die gleiche Empfindlichkeit wie das Vergleichsgerät.

Gerhard Schulz



Aussetzen von Bild und Ton beim „Alex"

Das Gerät lief etwa 1 Stunde einwandfrei. Dann zeigten sich breite schwarze Balken quer über die Bildfläche. Kurze Zeit später war nur noch das Zeilenraster sichtbar. Wurde das Videofilter etwas bewegt, kamen Bild und Ton kurzzeitig wieder. Es wurde eine kalte Lötstelle vermutet. Im Videofilter und an den Anschlüssen wurde aber kein Fehler festgestellt. Bewegte man jedoch die Videodiode OA 685, erschienen Bild und Ton wieder. Die Diode (Bild links unten) hatte also einen Wackelkontakt.

Ausfall des Vertikalgenerators beim „Turnier 12"

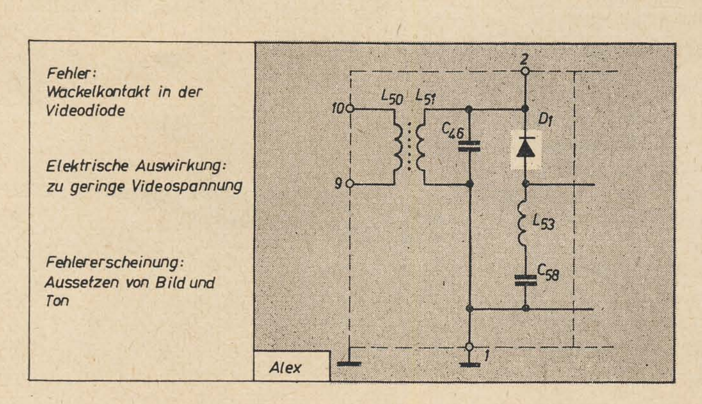
Nach etwa 10 Minuten begann das Bild in vertikaler Richtung zu flattern. Nach weiteren 5 Minuten brach die Bildhöhe auf etwa die Hälfte zusammen, und die Bildfrequenz lag außerhalb des Regelbereiches. Zwischendurch arbeitete das Gerät kurzzeitig wieder einwandfrei. Als Fehlerursache wurde die Glimmlampe Gl_1 festgestellt, die zeitweilig einen geringeren Innenwiderstand besaß und somit als Spannungsteiler mit R_{17}, R_{20} (2 × 470 kΩ) arbeitete (Bild rechts unten).

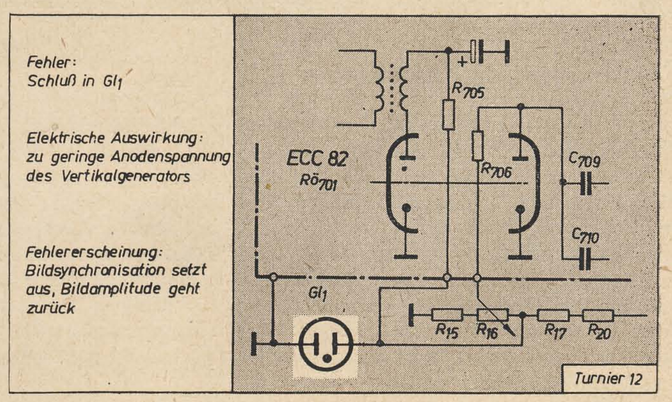
Schluß im Boosterspannungsteiler des TV-Empfängers „Turnier 12"

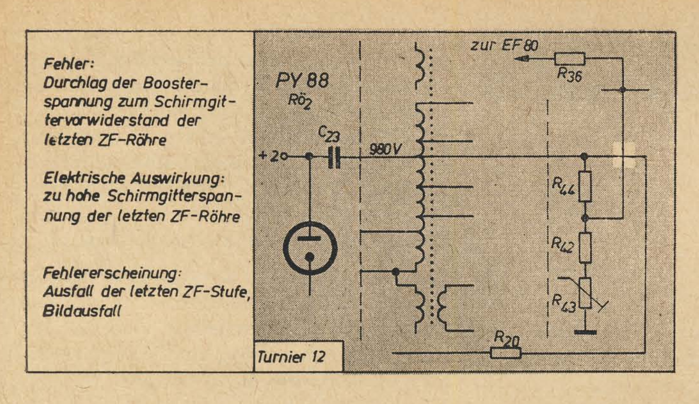
Das Bild zeigte wenig Kontrast und starke Bildrückläufe. Die Spannungen an der Bildröhre waren in Ordnung, auch die Helligkeit ließ sich regeln.

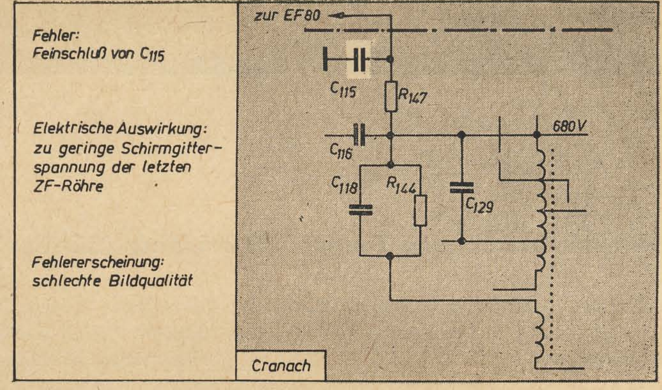
Beim Messen der Spannungen im ZF-Verstärker zeigte sich, daß die Schirmgitterspannung der letzten EF 80 viel zu hoch war.

Diese Spannung wird von der Boosterspannung abgenommen. Beim Verfolgen der Leitung wurde festgestellt, daß ein Durchschlag von der Verbindung von C_{23} nach R_{44}, R_{20} zum Widerstand R_{36} vorhanden war. Somit gelangte die volle Boosterspannung auf das Schirmgitter der EF 80, was zur teilweisen Zerstörung der Röhre führte (Bild auf S. 666).









Mangelhafte Bildqualität und Übersteuerungsanzeichen bei einem „Cranach"

Zuerst wurden Kontrastregelung und Taströhre untersucht. Da hierbei alles in Ordnung war, wurde der Fehler im Kanalwähler gesucht, jedoch auch ohne Erfolg.

Beim Messen der Spannungen im ZF-Verstärker wurde festgestellt, daß die Schirmgitterspannung der letzten ZF-Röhre etwa um die Hälfte geringer war. Der Grund war ein Feinschluß von C_{115} (0,1 μF). Nach Auswechseln des Kondensators spielte das Gerät wieder einwandfrei (Bild rechts oben).

Wolfgang Morgenstern

Auskippen der Zeile beim TV-Empfänger „Alex"

Nach Inbetriebnahme dieses Gerätes mußte stets der Fangbereich mit dem Feinregler eingestellt werden. Nach einigen Minuten riß die Zeile jedoch wieder ab. Dieser Vorgang wiederholte sich einige Male, bis sich das Gerät genügend erwärmte.

In der Annahme, daß es sich um einen thermischen Fehler handelte, wurde die Röhre PCL 82 ausgetauscht, jedoch ohne Erfolg.

Der Austausch des Schwungradkreiskondensators C_{109} brachte den gleichen Mißerfolg. Bei einer Spannungsmessung der Triode zeigte sich an der Katode ein zu hoher Spannungsabfall. Nachdem Kondensator und Widerstand, die parallel zur Schwungradkreisspule L_{56} liegen, abgelötet wurden, zeigte sich, daß L_{56} unterbrochen war (Bild links unten).

Nach Austausch dieser Spule arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

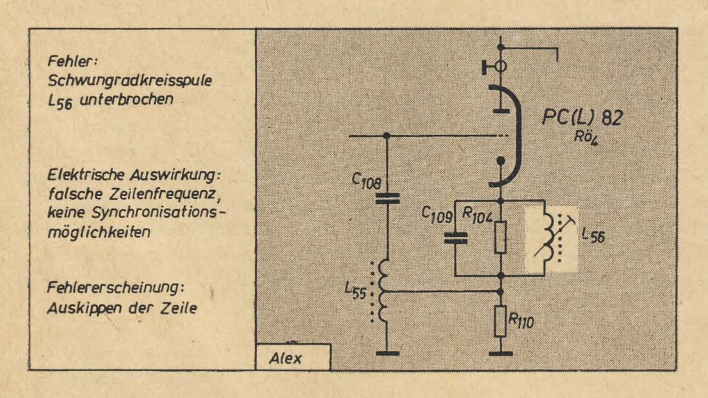
Ton- und Bildausfall beim TV-Empfänger „Start"

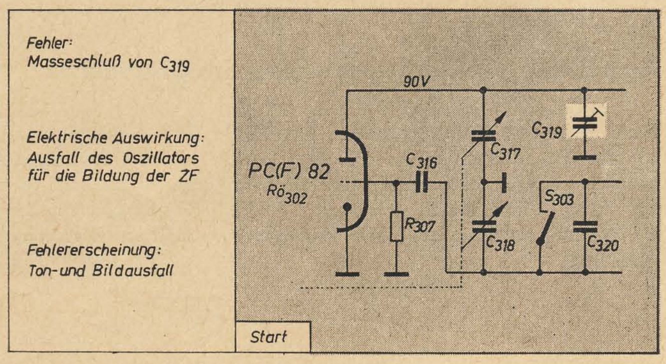
Im Ton war ein normales Rauschen hörbar, und auch auf dem Bildschirm zeigte sich bei voll aufgedrehtem Kontrastregler ein Rauschen. Beim Überprüfen des Kanalwählers stellte sich heraus, daß die Gleichspannung an der Oszillatoranode nur wenige Volt betrug. Nach Auswechseln des 30-kΩ-Widerstandes und bei gezogener Röhre veränderte sich der Spannungswert nicht. Danach wurde der Drehkondensator von der Oszillatorspule abgelötet und auf Masseschluß untersucht. Es wurde ein Feinschluß im Abgleichtrimmer C_{319} festgestellt (Bild rechts unten).

Beim vorsichtigen Wegbiegen der Abgleichschraube war der Fehler beseitigt.

Dieser Fehler ist deshalb interessant, weil bei einigen Kanalwählern dieser Art der Abschirmdeckel nur sehr lose angeschraubt werden durfte, damit das Gerät nicht aussetzte.

Heinz Wolfram

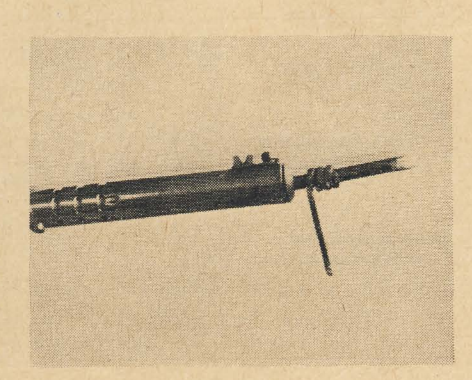




Zum Löten von Transistoren

Damit die sehr temperaturempfindlichen Halbleiterbauelemente nicht den ,,Wärmetod" sterben, läßt man beim Löten bekanntlich die Anschlußfahnen möglichst lang und verhindert die Erwärmung des Transistors mit Hilfe einer Wärme-Ableitzange. Ein anderer Weg besteht darin, die zugeführte Wärmemenge von vornherein zu begrenzen, indem ein kleiner Lötkolben von wenigen Watt Leistung benutzt wird. In Spielzeuggeschäften sind 15-W-Lötkolben erhältlich, die mittels eines Eisenbahntrafos betrieben werden. Sehr einfach läßt sich ein Lötkolben niedriger Leistung dadurch improvisieren, daß man an die Lötspitze des Kolbens einen kräftigen flachgeklopften Kupferdraht anbringt. Die abgegebene Wärmemenge ist um so geringer, je dünner und länger der Kupferdraht gestaltet ist. Übrigens kann man damit auch an schwer zugänglichen Stellen löten, wobei nötigenfalls der Draht noch gebogen werden kann.

Dr. med. Rudolf Richwien



Ein Baukastensystem für den Versuchs- und Laboraufbau elektronischer Baugruppen und Geräte

K. IFFARTH und G. SCHNABEL

Mitteilung aus dem Institut für elektrischen und mechanischen Feingerätebau der TU Dresden

Bei dem folgenden Beitrag handelt es sich um die gekürzte Fassung des gleichnamigen Beitrages, der in der „Nachrichtentechnik" 14 (1964) H. 2 S. 53—59 veröffentlicht ist. Die Produktion des beschriebenen Baukastensystems für den Versuchs- und Laboraufbau elektronischer Baugruppen und Geräte hat die Firma G. Reißmann, Elektroakustik, Dresden, übernommen.

Einleitung

Zur Lösung experimenteller Aufgaben der Schwachstromtechnik wird in der Regel ein Versuchsaufbau benötigt. Spezielle Meßeinrichtungen für den Laborbedarf erfordern ebenfalls mechanische Aufbauten. Die Herstellung des mechanischen Teiles solcher Aufgaben erfordert die Inanspruchnahme einer Versuchswerkstatt, deren Fertigungskapazität jedoch begrenzt ist.

In Lehr- und Forschungsstätten, vor allem im Studienbetrieb treten daher Stoßbelastungen der Werkstätten auf, die nicht ohne weiteres abgefangen werden können. Die Folge sind Wartezeiten für die Bearbeiter solcher Probleme und Terminverschiebungen für wichtige Arbeiten.

Es wurde daher am Institut für elektrischen und mechanischen Feingerätebau der TU Dresden untersucht, wie die Herstellung von Versuchs- und Laboraufbauten elektronischer Geräte rationalisiert werden kann, so daß Zeit- und Kosteneinsparungen bei ihrer Herstellung und Benutzung entstehen.

Forderungen

An die Aufbauteile eines solchen Versuchsaufbaues sind im wesentlichen folgende Forderungen zu stellen:

1. Möglichkeit der Serienfertigung
2. volle Wiederverwendbarkeit
3. einfache Lagerhaltung
4. gute Anpassungsmöglichkeit an gestellte Aufgaben

Grundsätzliche Überlegungen

Die Untersuchung gebräuchlicher Aufbauten elektronischer Baugruppen und Geräte bietet folgende Gliederungsmöglichkeit:

1. Tragelement zur Einhaltung von Form und Festigkeit
2. Chassiselement zur Aufnahme funktionsbedingter Bauteile
3. Frontplattenelement zur Herstellung von Anschluß-, Bedienungs- und Anzeigeflächen

Jedes der drei Elemente besteht aus einer Flächen- oder Raumkombination einer Anzahl von Funktionsflächen bzw. Funktionsräumen, die als immer wiederkehrende Funktionsteile ausgebildet werden können. Aus diesen Funktionsteilen entsteht ein Baukastensystem, wenn ihre Maße bestimmten geometrischen Verhältnissen entsprechen und sie durch lösbare Verbindungen zu einem Gerät kombiniert werden können.

Prinzipielle Lösung

Als Werkstoffe kommen Stahlblech und Hartpapier in Frage, da sie die Hauptwerkstoffe für mechanische Aufbauten elektronischer Baugruppen und Geräte darstellen. Funktionsteile aus Stahlblech erhalten als Korrosionsschutz einen galvanischen Überzug.

Eine universelle Verbindbarkeit wird durch Verschrauben der einzelnen Funktionsteile erreicht, wenn alle diese Teile ein Verbindungslochraster gleicher Grundlänge $l = 10$ mm erhalten. Die prinzipielle Form der Funktionsteile zeigt Bild 1. Winkelrahmen und Winkelschienen dienen zum Aufbau quaderförmiger Chassisgrundkörper.

Das Chassiselement wird aus Streifen, das Frontplattenelement aus Platten zusammengestellt. Streifen und Platten erhalten spezielle Ausbrüche.

Die Bleche dienen zur Trennung, Schirmung und Verkleidung einzelner Teile des Versuchsaufbaues.

Beispiele für Chassisgrundkörper, wie sie aus Winkelrahmen und Winkelschienen herstellbar sind, zeigt Bild 2. Ihre Höhe und Tiefe werden durch die Rahmen, ihre Breite durch die Schienen bestimmt.

Maße und Maßbeziehungen

Maße und Maßkorrespondenz der Funktionsteile werden von folgenden Faktoren bestimmt:

1. notwendige Montagefläche zur Aufnahme von Bauelementen
2. Austauschbarkeit durch wiederkehrende Maße
3. Berücksichtigung von Standardabmessungen nach DIN und TGL

Mit der Grundlänge $l = 10$ mm des Lochrasters sind die Längen- und Breitenmaße der Funktionsteile festgelegt durch die Beziehung:

$$L_{Xn} = m \cdot l + 2a_X$$

Dabei bedeuten:

- L_{Xn} Länge bzw. Breite des Funktionsteiles X in Variante n
- m ganze Zahl
- l Grundlänge des Lochrasters
- a_X Ausgleichsmaß des Funktionsteiles X, system- und konstruktiv bedingt

In DIN 41490 bzw. in einem Vorschlag zu TGL 11714 sind Abmessungen elektronischer Geräte festgelegt, von denen erfahrungsgemäß einige Abmessungen bevorzugt angewendet werden. Die Festlegung einer mechanisch und schaltungstechnisch bedingten Mindestfläche für eine Miniaturröhrenstufe führt in Anlehnung an diese Abmessungen zu vier Streifenlängen, die in Tabelle 1 angegeben sind. Unter Berücksichtigung eines Rahmenausgleichsmaßes $a_R = 7$ bilden diese vier Streifenlängen die Grundlage für die Abmessungen der Rahmen.

In Anlehnung an die Erfahrungswerte aus den obengenannten Standards wurden aus den möglichen Maßkombinationen fünf Rahmengrößen ausgewählt (Tabelle 2, Bild 3).

Somit können zunächst in den Chassisgrundkörpern Chassisflächen montiert werden, wie sie Bild 4 zeigt.

Außerdem besteht die Möglichkeit, jeden Chassisgrundkörper in zwei Gebrauchslagen zu

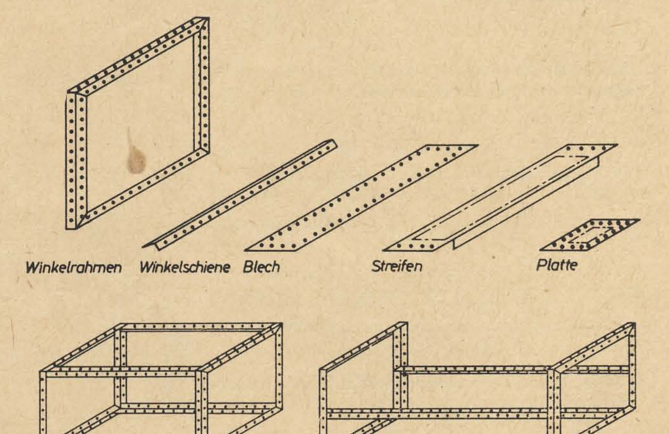


Bild 1: Prinzipielle Form der Funktionsteile

Bild 2: Beispiele für Chassisgrundkörper

nutzen, d. h., der Versuchsaufbau besitzt entweder größere Frontplattenfläche oder größere Bautiefe bei gleichem Chassiskörpervolumen. Die Maßstaffelung der Winkelschienen nach Bild 3 ist den Längen für 1/8-, 1/4-, 1/2-, 3/4- und 1/1-Standardbreiten von Volleinschüben (486 mm) angeglichen, außerdem sind die vier Streifenlängen enthalten. Damit ist die Montage weiterer Chassisflächen möglich, etwa nach Bild 5, da durch den Einsatz entsprechender Winkelschienen die Streifenmontage unabhängig von der Maßkorrespondenz zwischen Rahmen und Streifen erfolgen kann. Weiterhin sind Teileinschübe und Teileinsätze durch ineinandersetzbare Chassisgrundkörper herstellbar.
Für die Platten des Frontplattenelementes wurde eine Mindestfläche bestimmt, die zur Aufnahme gebräuchlicher Bedienungs- und Anschlußbauteile notwendig ist. Das Seitenverhältnis dieser Fläche ist mit 5 : 8 festgelegt.

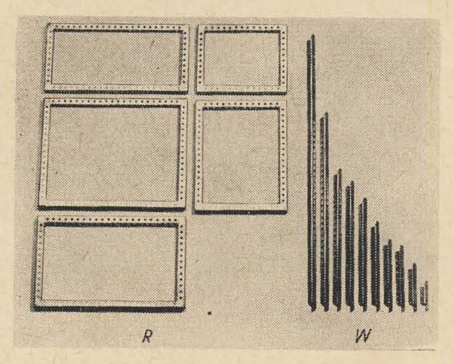


Bild 3: Maßkorrespondenz der Winkelrahmen R, Längenstaffelung der Winkelschienen W

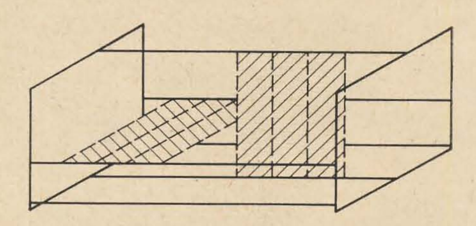


Bild 4: Schaffung von Chassisflächen durch Maßkorrespondenzen

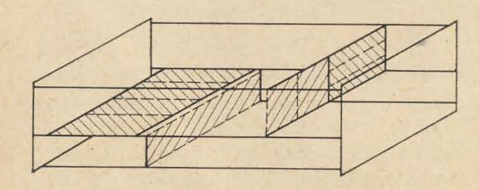


Bild 5: Schaffung von Chassisflächen durch Winkelschienen

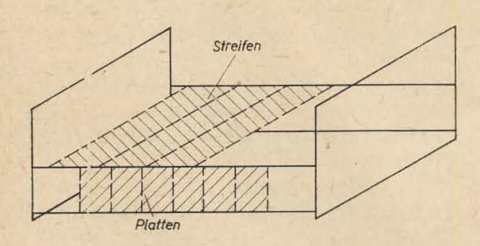


Bild 6: Aufteilung des Chassiskörpervolumens durch die Plattenmaße

Tabelle 1: Längenmaßstaffelung für Streifen

Bezeichnung	Funktionsfläche	Längenmaß Streifen $L_{Sn} = m \cdot l + 2 \cdot a_S$	Standard DIN 41 490 TGL 11 714
S1	zwei Röhreneinheiten	$L_{S1} = 11 \cdot 10 + 2 \cdot 4 = 118$	$h_1 - 2 \cdot 4 = 126$
S2	drei Röhreneinheiten	$L_{S2} = 14 \cdot 10 + 2 \cdot 4 = 148$	$h_1 - 2 \cdot 4 = 160$
S3	vier Röhreneinheiten	$L_{S3} = 18 \cdot 10 + 2 \cdot 4 = 188$	$h_1 - 2 \cdot 4 = 194$
S4	fünf Röhreneinheiten	$L_{S4} = 23 \cdot 10 + 2 \cdot 4 = 238$	$t_4 = 247$

Tabelle 2: Maßstaffelung für Winkelrahmen

Bezeichnung	Rahmenmaße	Standardmaße
R1	124×154	126, 160
R2	154×194	160, 194
R3	124×244	126, 247
R4	154×244	160, 247
R5	194×244	194, 247

Die Montage der Platten erfolgt vorzugsweise senkrecht. Dabei liegen erfahrungsgemäß die Anschluß- und Bedienungsflächen unterhalb der Anzeigeflächen. Bild 6 zeigt das Prinzip eines einfachen Versuchsaufbaus mit 5 : 8-Platten und -Streifen. Dem Seitenverhältnis der Platten entsprechend besteht die Möglichkeit, die Räume oberhalb und unterhalb der Chassisfläche zu variieren. Es kann dadurch vermieden werden, daß bei kleinen Rahmenmaßen Bauteile wie z. B. Röhren über die Begrenzungslinie des Chassiskörpers hinausragen.
Weitere Plattenabmessungen werden durch Standardmaße von Bauelementen bestimmt. Es sind dies z. B. die Platten für Anzeigeinstrumente oder Platten für Steckkontaktleisten. Diese Plattenabmessungen werden eindeutig festgelegt durch ein Vielfaches von 1 und entsprechende Ausgleichsmaße.
Entsprechend ihrer Aufgabe, der Schirmung, Trennung und Verkleidung, sind die Maße der Bleche gewählt. Die Längen entsprechen den Streifenlängen, die Breiten den Seiten der 5 : 8-Platten. Dadurch ist eine Kammerbildung innerhalb des Chassiskörpers möglich.

Verwirklichung der Funktionsteile

Die Festlegung der speziellen Ausbrüche für Streifen und Platten geschieht nach folgenden Überlegungen:
Flächen des Chassiselementes, die sehr oft wiederkehren, erfüllen im wesentlichen folgende Funktionen:

1. Montage mehrlochbefestigter Bauelemente, z. B. Transformatoren, Drosseln, MP-Kondensatoren
2. Montage zentrallochbefestigter Bauelemente, z. B. Elektrolytkondensatoren, Röhren
3. Montage direkt einlötbarer Bauelemente, z. B. Schichtwiderstände, Kondensatoren, Transistoren

Die Ausbrüche für diese Hauptfunktionen ergeben drei Streifenarten:

1. Montagestreifen SM
2. Röhrenstreifen SR
3. Lötösenrasterstreifen SLR

Bild 7 zeigt die Montagestreifen. Sie sind mit einem System von Langlöchern versehen mit dem Durchgangsmaß für 4-mm-Schrauben. Die Unterteilung erfolgt in Montagestreifen einfach, SMe und Montagestreifen doppelt, SMd. Die doppelten Montagestreifen lassen die Befestigung von EI-Blechpaketen bis zur Stärke von 35 mm zu. Die Anbringung von Montagestreifen auf Winkelschienen in entsprechenden Abständen ergibt beliebige Montageflächen mit optimalen Befestigungsmöglichkeiten.

Im Bild 8 sind die Röhrenstreifen dargestellt. Sie sind als Miniaturröhrenstreifen SRm und Universalröhrenstreifen SRu ausgeführt. Die Ausbrüche 1 der Miniaturröhrenstreifen nehmen Miniaturröhrenfassungen, Bandfilter, Elektrolytkondensatoren auf. In die Ausbrüche 1 der Universalröhrenstreifen können Fassungen für A-, E-, Oktal- und Zählröhren eingesetzt werden. Die Befestigung von Röhrenfassungen und Bandfiltern erfolgt durch die Lochkränze 2, die eine Teilung von 45° aufweisen. Zur Aufnahme von Durchführungskondensatoren, Einstellreglern usw. sind die Löcher 3 vorgesehen.

Sollen innerhalb der Röhrenstreifen Drehwiderstände montiert werden, wird ein Potentiometeradapter benutzt, wie ihn Bild 9 zeigt.

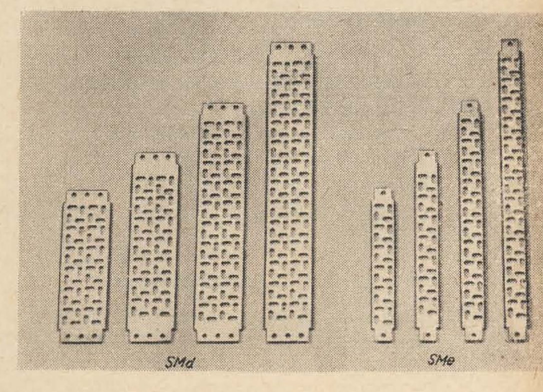
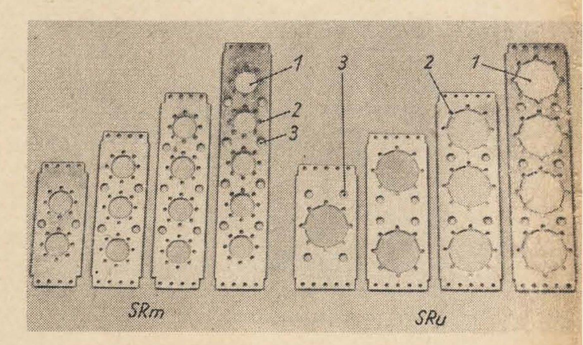


Bild 7: Montagestreifen SM

Bild 8: Röhrenstreifen SR
1 — Montageausbruch, 2 — Lochkranz, 3 — Montageloch



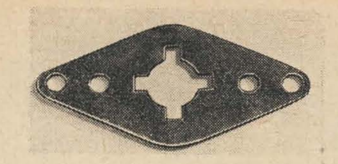


Bild 9: Potentiometeradapter Adp

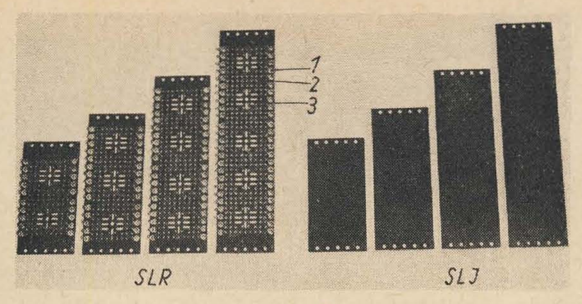


Bild 10: Lötösenrasterstreifen SLR, Lötösenisolierstreifen SLJ 1 — Lötösenreihe, 2 — Lochraster, 3 — Ausbruch

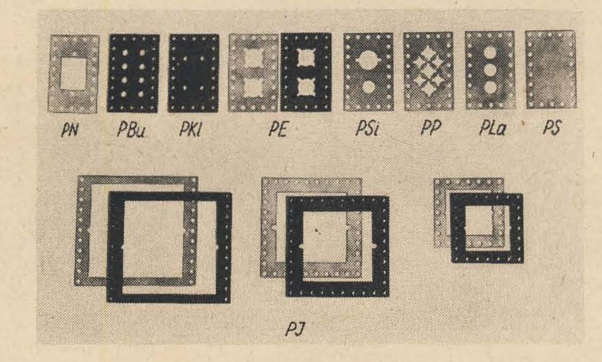


Bild 11: Platten P

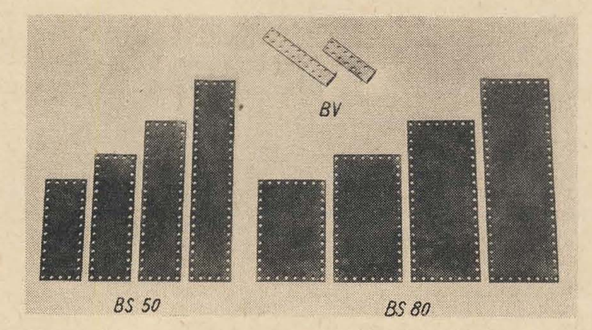


Bild 12: Schirmbleche BS, Verbindungsbleche BV

Bild 10 zeigt die Lötösenrasterstreifen. Sie bestehen aus Hartpapier. Durch die Lötösenreihen 1 ist die Ausführung von Schaltplatten in klassischer Verdrahtung möglich. Das 5-mm-Lochraster 2 mit einem Lochdurchmesser von 1,8 mm kann zur Herstellung von Schaltplatten in pseudogedruckter Verdrahtung benutzt werden. Transistoren werden dabei direkt im Raster montiert, 7- und 9polige Miniaturröhrenfassungen für gedruckte Verdrahtung werden in die Ausbrüche 3 eingesteckt. Die Ausbrüche 3 nehmen beide Fassungen auf, wobei diese innerhalb der Stiftteilung gedreht werden können.

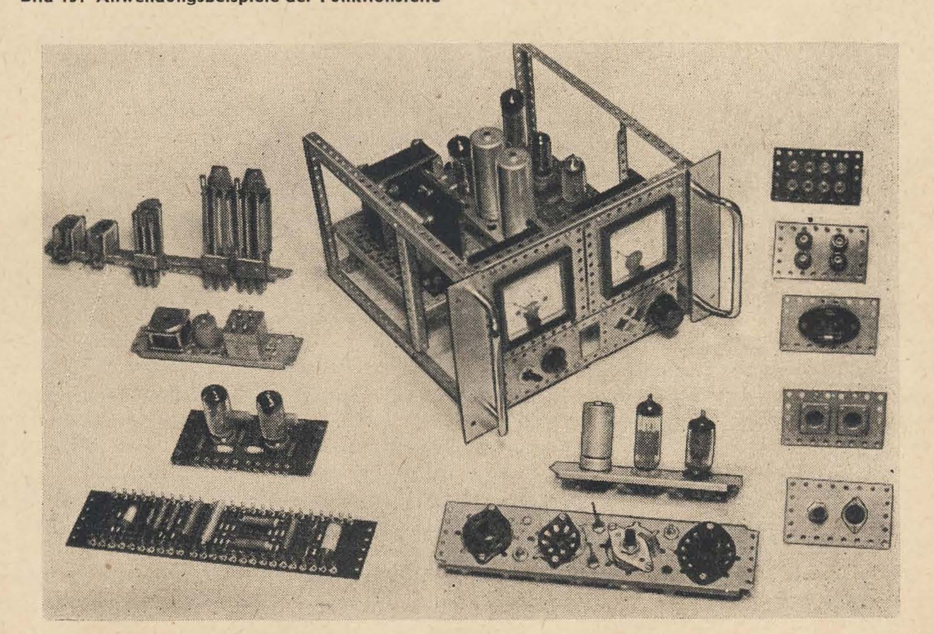
Die Lötösenisolierstreifen SLI dienen als Zwischenlage zur Isolation der Lötösenrasterstreifen.

Die Ausbrüche der Platten sind der Befestigung gebräuchlicher Anschluß-, Bedienungs- und Anzeigebauteile angepaßt. 5 : 8-Platten und Instrumentenplatten sind im Bild 11 dargestellt und in Tabelle 3 näher erläutert.

Die Herstellung der Platten erfolgt aus Stahlblech oder, wie das Bild zeigt, aus Hartpapier. Die Winkelrahmen und Winkelschienen sind mit dem Verbindungslochraster auf beiden Schenkeln über die gesamte Länge versehen, die Winkelschienen sind zur besseren Verbindbarkeit an beiden Enden einseitig ausgeklinkt.

Bild 12 zeigt die Schirmbleche BS, die in zwei Breiten vorgesehen sind, entsprechend den Maßen der 5 : 8-Plattenseiten. Die Verbindungsbleche BV dienen vorzugsweise zur Aneinanderreihung von Instrumentenplatten. Die Bleche enthalten ebenfalls die Verbindungslochung.

Bild 13: Anwendungsbeispiele der Funktionsteile



Anwendung des Baukastensystems

Beispiele für die Anwendung der Funktionsteile zeigt Bild 13. Es ist der Laboraufbau eines stabilisierten Netzgerätes dargestellt mit Gleichrichtung, Siebung, Regelverstärker, Bedienungs- und Anschlußbauelementen und Anzeigeinstrumenten. Daneben sind Bestükkungsmöglichkeiten für einzelne Funktionsteile zu sehen: Montagestreifen, Lötösenrasterstreifen, Röhrenstreifen und verschiedene Platten.

Gehäuse und Zubehör

Die weitere Anpassung eines Versuchsaufbaues an die tatsächlichen Arbeitsbedingungen erfordert den Betrieb in einem Gehäuse, wenn z. B. Fragen der Wärmeabführung, Schirmung, Abstrahlung usw. zu untersuchen sind. Das Baukastensystem wird daher durch eine Gehäuseauswahlreihe ergänzt. Die Gehäuseauswahlreihe soll den Aufwand für Gehäuse auf ein vertretbares Maß beschränken, aber häufig benutzte Geräteabmessungen enthalten.

Folgende Forderungen sind zu stellen:

1. Mehrfachausnutzung jedes Gehäuses
2. Anpassung an die Maßverhältnisse der Funktionsteile
3. universelle Belüftbarkeit
4. gute Schirmwirkung
5. Einfachheit der Montage, Handhabung und Transport

Die Forderung nach Mehrfachausnutzung wird folgendermaßen erfüllt: Der Querschnitt des Gehäuses ist den Rahmenabmessungen angepaßt, und es wird durch zwei offene Gehäuseseiten für jede Gebrauchslage eines Chassiskörpers eine Einschuböffnung im Gehäuse geschaffen. Das Gehäuse besitzt also zwei Verhältnisse der Frontplattenfläche zum nutzbaren Gehäusevolumen. Durch Abdeckbleche wird dafür gesorgt, daß das Gehäuse stets bis auf eine Einschuböffnung geschlossen werden

Tabelle 3: Funktionsteile für Frontplattenelement

Bezeichnung	Funktionsteil	Funktion	Beispiele für Bauelemente	Werkstoff
PN	Netzanschlußplatte	Anschluß	Kaltgerätesteckdose	St
PBu	Buchsenplatte	Anschluß	Telefonbuchse	Hp
PKl	Klemmenplatte	Anschluß	Meßgeräteklemme	Hp
PE	Eingangsplatte	Anschluß	HF-Buchse Diodenbuchse	St, Hp
PSi	Schaltersicherungsplatte	Anschluß Bedienung Anzeige	Diodenbuchse Drehwiderstand Schalter Lampenfassung Feinsicherungselement Spannungswähler	St
PP	Potentiometerplatte	Bedienung	Schicht- und Drahtdrehwiderstand Gehäuseschalter Klein-Stufenschalter	St
PL	Lampenplatte	Bedienung Anzeige	Kippschalter Lampenfassung	St
PI	Instrumentenplatte	Anzeige	Meßinstrument	St, Hp
PS	Schirmplatte	Schirmung Trennung Abdeckung Bedienung Anschluß Anzeige	 Durch Einbringen speziell benötigter Ausbrüche	St

Tabelle 4: Abmessungen der Gehäuseauswahlreihe

Bezeichnung	Außenmaße	Einschuböffnung 1	Einschuböffnung 2	R_{max}	W_{max}	Bemerkungen	
G1	184×154×250	128×198	158×198	R1	W6		
G2	224×184×300	158×248	198×248	R2	W8	≈ MV1, GF2 Fa. Clamann & Grahnert	
G3	274×224×400	198×348	248×348	R5	W9	für Einschub 3/4 A 520×202×275 ≈ RVM 187a FW Erfurt	
G4	274×224×540	198×488	248×488	R5	W10	für Einschub A 520×202×275	DIN 41490 TGL 11714

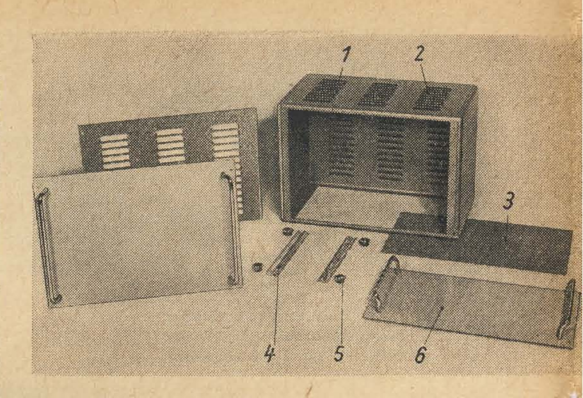


Bild 14: Funktionsteile für Gehäuse
1 — Gehäusegrundkörper, 2 — Lüftungsschlitz, 3 — Abdeckblech, 4 — Z-Winkel, 5 — Gummifuß, 6 — Front- bzw. Griffplatte

kann. Gleitflächen für den jeweiligen Einschub werden durch Gleitschienen in Form spezieller Z-Winkel hergestellt.
Die Gehäuseauswahlreihe umfaßt vier Gehäuse. Mit der im Bild 14 gezeigten Gehäuseform können also bei voller Ausnutzung des Gehäusevolumens acht Einschubgrößen in Gehäuse eingeschoben werden. Die Abmessungen der Gehäuseauswahlreihe sind in Tabelle 4 angegeben.
Der Gehäusegrundkörper 1 und die Abdeckbleche 3 sind durch Lüftungsschlitze 2 perforiert. Die angedeutete Anordnung der Lüftungsschlitze ermöglicht die Einstellung bestimmter Strömungsverhältnisse durch teilweises Abdecken der Gehäuseinnenflächen, so daß eine optimale Wärmeabführung ermittelt werden kann. Zur Befestigung von Einsätzen in den Gehäusen bzw. Einschüben in Gestellen sind Griffplatten PG und Frontplatten PF vorgesehen.

Einfache Vorrichtung zum Ätzen von Leiterplatten

Ing. I. BORKMANN

Ätzverfahren

Beim Ätzprozeß wird durch das Ätzbad (Eisen-III-Chlorid) das auf der Leiterplatte freiliegende Kupfer herausgelöst. Die kürzeste Ätzdauer wird erreicht, wenn der Leiterplatte ständig frische, erwärmte und mit Luft durchsetzte Ätzflüssigkeit zugeführt wird.
Mit den verschiedenen Ätzmethoden lassen sich etwa folgende Ätzzeiten erreichen (bei $\vartheta = 20$ °C):

1. Schalenätzung: Ätzdauer 45 ··· 60 min. Mehrfaches Zwischenspülen der Leiterplatte sowie Bewegung des Bades erforderlich;
2. Schalenätzung mit Pinsel oder Wattebausch [1]: Ätzdauer 15 ··· 30 min;
3. Ätzung im Schleuderbad [1]: Ätzdauer 10 ··· 15 min;
4. Ätzung mit Luftzufuhr [1]: Ätzdauer 5 bis 10 min;
5. Sprühätzen: Ätzdauer 6 ··· 8 min. Sprühkammer zum Schutz gegen Flüssigkeitsnebel erforderlich.

Die angegebenen Ätzzeiten beziehen sich auf frisches Ätzbad. Dieses gilt als erschöpft, wenn sich die Ätzdauer gegenüber der ersten Platte verdoppelt hat.
Eine Verringerung der Ätzdauer um etwa 30 % läßt sich durch Erwärmung des Ätzbades auf 40 ··· 60 °C erreichen.

Aufbau der Ätzvorrichtung

Die hier beschriebene Ätzvorrichtung zeichnet sich durch geringen mechanischen Aufwand sowie durch die Verwendung leicht beschaffbarer bzw. herstellbarer Bauteile aus.
Als Ätzgefäß wurde ein normaler 10- ··· 12-Liter-Kunststoffeimer verwendet. Zum Schutz gegen den Austritt von Flüssigkeitsnebel sowie zur Beobachtung des Ätzvorganges wird der Eimer mit einer Glasplatte abgedeckt. Zur besseren Abdichtung erhält der Eimerrand noch eine Gummidichtung (aufgeschlitzter Gummischlauch). Die Entlüftung erfolgt durch ein Entlüftungsrohr, das in eine seitlich angebrachte, ebenfalls durch einen Gummidichtring abgeschlossene Öffnung ragt. Auf der gegenüberliegenden Seite befindet sich eine weitere Öffnung für die Luftzufuhr. Die Ätzvorrichtung gestattet die wechselweise Anwendung der Ätzmethoden 4 und 5.

Vorrichtung für Ätzmethode 4

Das Funktionsprinzip zeigt Bild 1, die praktisch aufgebaute Vorrichtung Bild 2. Auf einer Hartgewebe-, Hartpapier- oder Kunststoffscheibe, deren Durchmesser dem des Eimerbodens entspricht, wird spiralförmig ein dünner Gummischlauch (etwa 10 ··· 15 mm ∅) befestigt. In seine Wandung stanzt man oben Löcher von 2 mm Durchmesser. Das Schlauchende wird mit einem Gummistopfen abge-

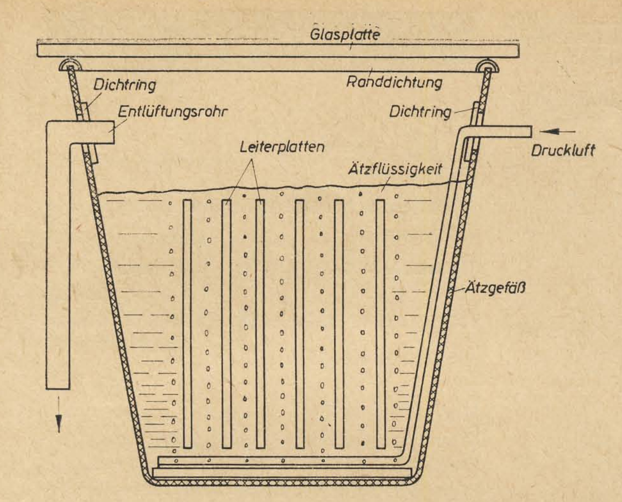
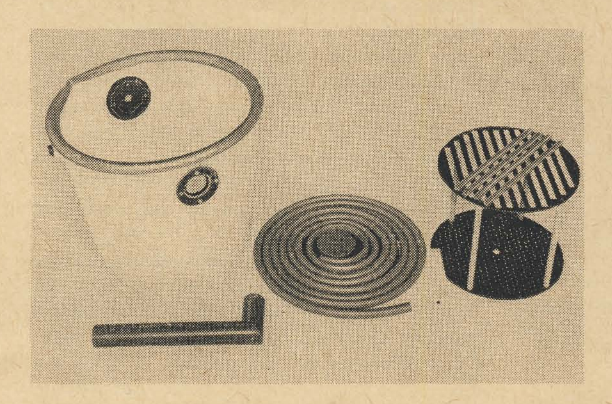
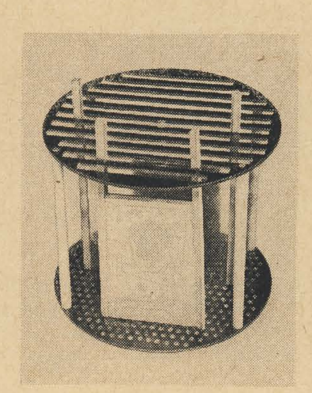


Bild 1: Schematische Darstellung der Ätzmethode 4

Bild 2: Einzelteile für die Ätzvorrichtung nach Ätzmethode 4

Bild 3: Gestell zum Einhängen der Leiterplatten





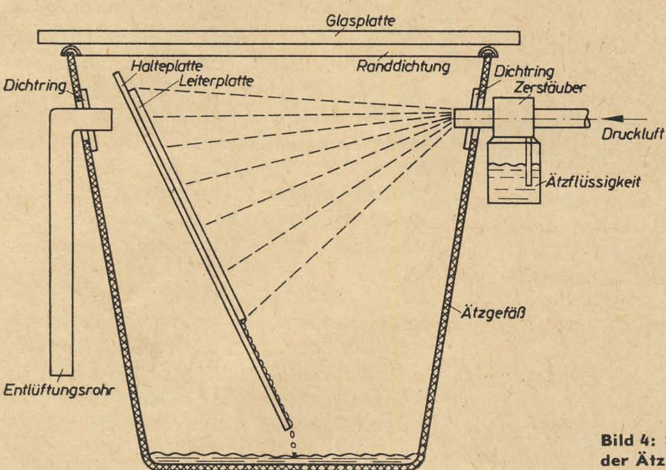


Bild 4: Schematische Darstellung der Ätzmethode 5

schlossen. Die fertige Scheibe muß zusätzlich belastet werden, um ihren Auftrieb im Ätzbad zu verhindern. Das geschieht z. B. durch ein Eisengewicht, das zum Schutz gegen das Ätzbad gut zu lackieren ist.

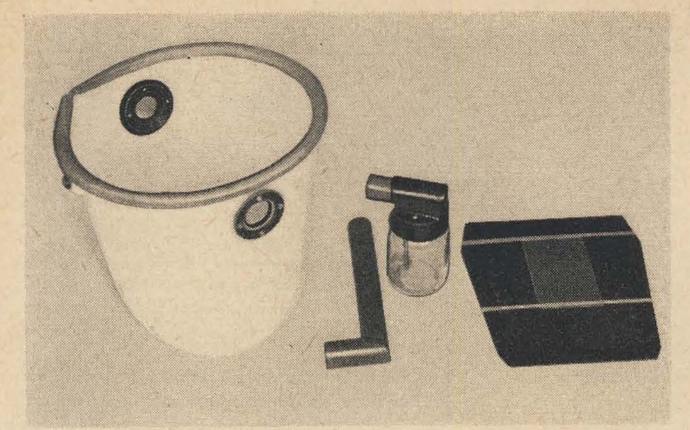
Die Kapazität der Ätzvorrichtung wird bei dieser Ätzmethode weitgehend vom Gestell zum Einhängen der Platten bestimmt. Das Gestell nach Bild 3 gestattet das gleichzeitige Ätzen von 22 Platten der Größe 150×100 bis 180 mm, das entspricht einer Fläche von etwa 0,5 m².

Das Gestell kann ebenfalls aus den bereits oben angegebenen Materialien hergestellt werden. Die Plattenführungen wurden aus PVC-Streifen zusammengeklebt. Sie können in der Grundplatte umgesteckt werden, so daß sich ihr Abstand der jeweiligen Plattengröße anpassen läßt.

Vorrichtung für Ätzmethode 5 (Bild 4)

Als Sprühvorrichtung dient der Flüssigkeitszerstäuber SO 3 (Staubsaugerzusatzgerät vom VEB Elektroinstallation Oberlind Sonneberg/Thür.). Dieser Zerstäuber ist vollkommen aus Kunststoff hergestellt und wird vom Ätzbad nicht angegriffen. Zur besseren Führung des Flüssigkeitsstrahles wird vorn noch ein Leitrohr eingepaßt. Die Sprühstärke kann sehr gering sein, da die Platte immer nur von soviel Ätzflüssigkeit bedeckt sein muß, wie gerade für den Ätzprozeß benötigt wird. Bei frischem Ätzbad höherer Temperatur kann man so bereits mit etwa 100 cm³ je Platte auskommen.

(Fortsetzung auf Seite 672)



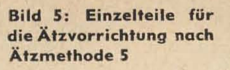


Bild 5: Einzelteile für die Ätzvorrichtung nach Ätzmethode 5

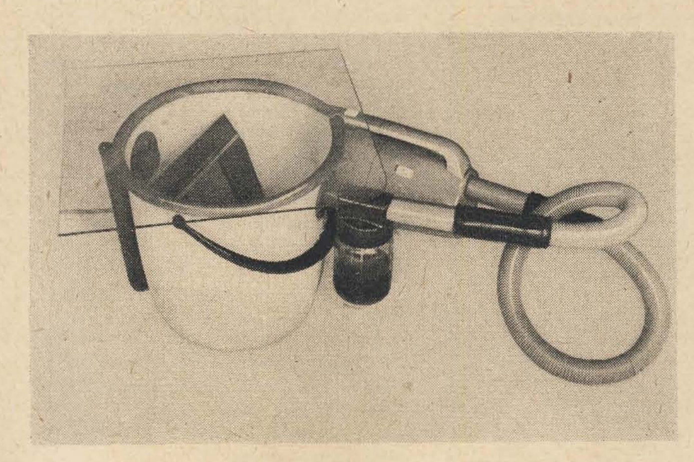


Bild 6: Betriebsbereite Ätzvorrichtung nach Ätzmethode 5

Als Aufnahmevorrichtung für die Leiterplatte dient eine mit entsprechenden Anschlägen versehene, schräg im Ätzgefäß stehende Platte aus einem der obengenannten Materialien (s. Bild 5). Es kann jeweils eine Platte der Größe bis zu 200 × 200 mm geätzt werden. Die betriebsbereite Vorrichtung zeigt Bild 6.

Drucklufterzeuger

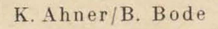
Die für diese beiden Ätzmethoden erforderliche Druckluft kann durch einen Staubsauger erzeugt werden. Um den Druck regulieren zu können, ist eine Luftdruckregulierung vorzusehen. Moderne Staubsauger haben bereits eine derartige ebenso einfache wie wirksame Vorrichtung. Wer die Möglichkeit hat, kann den Staubsauger auch über einen Regeltransformator betreiben.

Eine direkte Erwärmung des Ätzbades erscheint wenig sinnvoll, da es durch den ständigen Luftstrom sehr schnell wieder abgekühlt werden würde. Günstiger ist es, erwärmte Luft zuzuführen. Das kann man durch Einschaltung eines Heizzusatzes in den Luftstrom (z. B. das Fönzusatzgerät zum Fix-Staubsauger) oder durch die Verwendung eines starken Föns als Warmluftquelle erreichen.

Literatur

[1] Schlenzig, K.: Die Technik der gedruckten Schaltung für den Amateur, Reihe „Der praktische Funkamateur" Heft 26. Deutscher Militärverlag, Berlin

Fachbücher



K. Ahner/B. Bode

Elektronische Datenverarbeitung in der Ökonomie

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK Bd. 19

76 Seiten, 13 Bilder, 8 Diagramme, 4 Tafeln

broschiert 4,80 MDN

Die Mechanisierung und Automatisierung der Verwaltungsarbeit ist von größter Dringlichkeit. Die Anwendung von Buchungsmaschinen und der konventionellen Lochkartentechnik genügt immer weniger den steigenden Anforderungen. Die Entwicklung führt zum Einsatz von mittleren und größeren Elektronenrechnern bei der Ausführung von Verwaltungsarbeiten und bei der Lösung von Wirtschaftsproblemen, die bisher wegen des Umfanges nicht geklärt werden konnten.

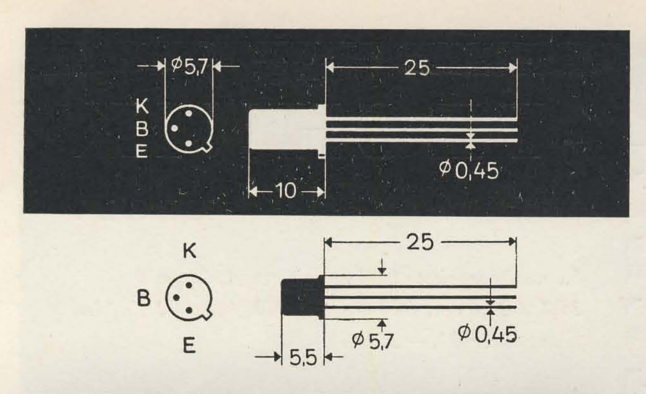
Im Rahmen dieser Arbeit sind die internationalen Erfahrungen und die Ergebnisse der ersten Untersuchungen in der DDR zusammengefaßt und ausgewertet worden.

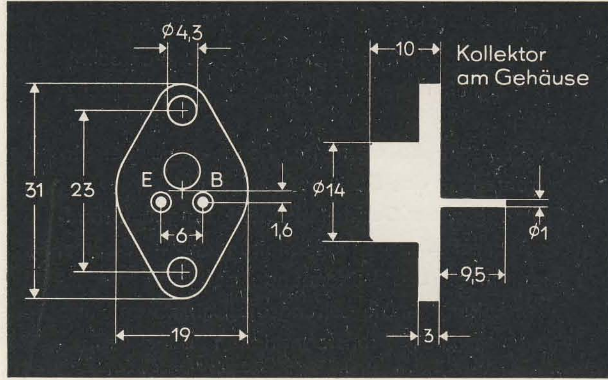
Der interessierte Wirtschaftler und Ingenieur erhält somit einen Einblick in die beim Aufbau eines elektronischen Datenverarbeitungssystems auftretenden Probleme.

Nach der Darstellung der technischen Besonderheiten gegenüber normalen elektronischen Digitalrechnern wird der Aufbau eines elektronischen Datenverarbeitungssystems näher beschrieben. Die Einsatzgebiete werden angedeutet. Es werden die Notwendigkeit der Analyse des Datenflusses und der betrieblichen Reorganisation und die Schwierigkeiten der Programmierung ökonomischer Probleme und der Datenerfassung aufgezeigt. Nach den Organisationsbeispielen folgt abschließend die Wirtschaftlichkeitsbetrachtung.

Da die Automatisierung ökonomischer Arbeiten schnellstens in der Praxis gelöst werden muß, hat dieser Band außerordentliche volkswirtschaftliche Bedeutung. Er soll helfen, den notwendigen geistigen Vorlauf für den Einsatz von Rechenmaschinen zu realisieren.

GA





TRANSISTOREN

für die Verstärker- und Regelungstechnik

GC 115 für NF Vor- und Treiberstufen
GC 116 für Treiber- und Endstufen kleiner Leistung
2 GC 116 für Endstufen kleiner Leistung im Gegentakt-B-Betrieb
GC 117 Rauscharmer Transistor für NF-Vorverstärker
GC 120 für Treiberstufen und Endstufen kleiner Leistung
GC 121 für Endstufen kleiner Leistung
2 GC 121 für Gegentakt-B-Endstufen kleiner Leistung
GC 122 NF-Transistor und für 30 V-Schalteranwendung
GC 123 NF-Transistor und für 60 V-Schalteranwendung

GC 100 für NF-Vorverstärker mit größerer Grenzfrequenz
GF 100 HF-Transistor für ZF-Verstärker in AM-Empfängern
GF 105 HF-Transistor für Misch- und Oszillatorstufen in AM-Empfängern

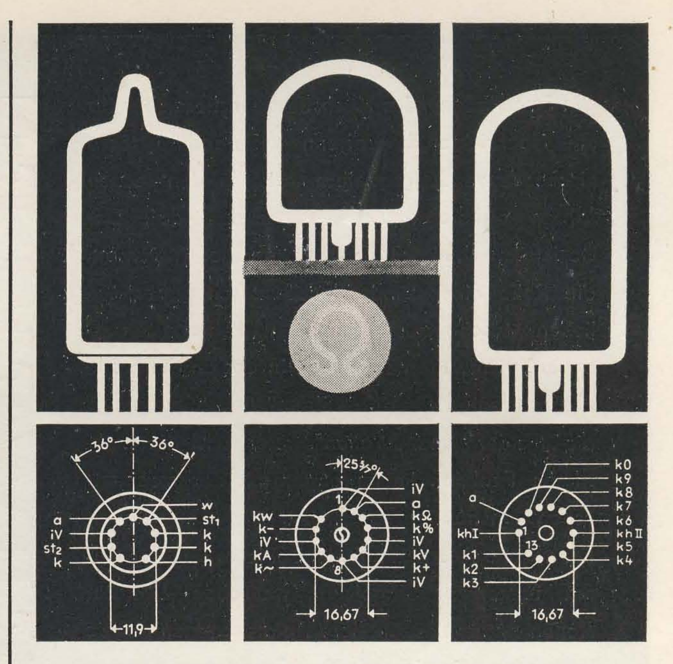
---

GD 150 4 Watt Leistungstransistor für Endstufen
GD 160 Leistungstransistor für Regel- und Steuerzwecke sowie NF-Verstärker
2 GD 160 für Gegentakt-B-Endstufen
GD 170 4 Watt Leistungstransistor für 30 V-Schalteranwendung
2 GD 170 für Gegentakt-Endstufen
GD 180 4 Watt Leistungstransistor für 60 V-Schalteranwendung
2 GD 180 für Gegentakt-Endstufen









ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

Industrie und Forschung bedienen sich in steigendem Maße der Elektronik.

Die Basis der Elektronik bilden moderne Bauelemente unserer Fertigung:

Kaltkatoden-Relaisröhren

Typ	U_{za} Zündspannung	U_{Ba} Brennspannung	$I_{a\,max}$ max. Anodenstrom
Z 5823	290 V	65 V	25 mA
Z 660 W	320 V	115 V	8 mA
Z 860 X	330 V	110 V	40 mA
Z 861 X	425 V	115 V	40 mA
Z 862 E	310 V	108 V	25 mA

Zählröhren

Typ	U_z Zündspannung	U_B Brennspannung	$I_{k\,max}$ max. Katodenstrom	$I_{k\,min}$ min. Katodenstrom	$f_{zähl\,max}$ Zählfrequenz
Z 562 S	300 V	190 V	550 μA	250 μA	4 kHz Zählschaltröhre
Z 563 C	300 V	190 V	550 μA	250 μA	4 kHz Zählröhre

Anzeigeröhren

Typ	U_z Zündspannung	U_B Brennspannung	$I_{k\,min}$ min. Katodenstrom	$I_{k\,max}$ max. Katodenstrom
Z 560 M	140 V	125 V	1,5 mA	3 mA Ziffernanzeigeröhre
Z 561 M	140 V	125 V	1,5 mA	3 mA Zeichenanzeigeröhre
Z 565 M	$U_{za\,max}$ 140 V	112 V	50 μA	250 μA Dekadische Anzeigeröhre



electronic

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK

BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE
OSTENDSTRASSE 1–5 · FERNRUF: 63 28 41

